

80
2ej



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

***DISEÑO Y CONSTRUCCION DE EQUIPO
MEDICO PARA DETECCION DE BIOPOTEN-
CIALES CARDIACOS.***

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N :

SERGIO QUINTANA THIERRY

JOSE ERNESTO LAVANDER RIVERA

JUAN ANTONIO CALDERON BECERRA



DIRCTOR:

M. EN C. VICTOR MANUEL CARBAJAL CASTAÑEDA

MEXICO, D. F.

1986.



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

I N D I C E

INTRODUCCION.....	1
OBJETIVOS.....	3
CAPITULO I. INTRODUCCION A LA FISIOLOGIA DEL SISTEMA CARDIOVASCULAR.	
I.1 Características fisiológicas y funcionamiento del corazón.....	4
I.2 El potencial de acción y el impulso cardiaco... ..	7
I.3 Contracción rítmica y regulación del ritmo cardiaco.....	8
I.4 Excitación y conducción.....	12
I.5 Propagación a través del cuerpo.....	17
I.6 Concepto del dipolo equivalente.....	18
I.7 Electrocardiogramas.....	21
CAPITULO II. PRINCIPALES PROBLEMAS EN LA DETECCION DE LA SEÑAL CARDIACA.	
II.1 El electrocardiógrafo.....	23
II.2 Obtención de la señal.....	24
II.3 Ruido de 60Hz entre paciente y tierra.....	27
II.4 Ruido de 60Hz entre electrodos.....	28
II.5 Voltaje de contacto.....	28
II.6 El cardiotacómetro.....	30

CAPITULO III. DESCRIPCION DEL PROTOTIPO DEL
ELECTROCARDIOGRAFO Y CARDIOTACOMETRO.

III. 1	Introducción.....	31
III. 2	Detección y protección.....	31
III. 3	Preamplificador.....	33
III. 4	Compensador de offset.....	38
III. 5	Modulación y demodulación.....	40
III. 6	Optoacoplador.....	47
III. 7	Filtrado.....	49
III. 7.1	Filtro rechazo de banda de 60Hz.....	52
III. 7.2	Filtro paso bajas de 100Hz.....	54
III. 8	Amplificación.....	56
III. 9	Sección digital.....	58
III.10	Detector de amplitud.....	59
III.11	Multiplicador.....	62
III.12	Control digital de tiempo.....	65
III.12.1	Circuito de reloj.....	66
III.12.2	Control digital.....	67
III.13	Contador e indicador numérico.....	69
	PRUEBAS Y RESULTADOS.....	74
	CONCLUSIONES.....	82
	APENDICE:	
	Especificaciones técnicas de los circuitos integrados.....	85
	BIBLIOGRAFIA.....	99

I N T R O D U C C I O N

La física, las matemáticas, la curiosidad y el ingenio se han utilizado desde la antigüedad para resolver problemas en biología. Esto ha creado la necesidad de conjugar más íntimamente las ciencias exactas con las ciencias de la vida formando nuevas disciplinas; y más que esto, la integración del intelecto humano en un marco interdisciplinario. La bioingeniería pretende reunir individuos con conocimientos profundos ya sea en biología, medicina o ingeniería con la capacidad de interrelacionar con los otros dos campos. El largo tiempo consumido en preparar investigadores de este tipo, produjo un cisma en la bioingeniería que la llevó a dividirse tradicionalmente en tres campos diferentes (1):

1) Bioingeniería: "La aplicación de conceptos ingenieriles a la investigación de fenómenos naturales como una base para el avance del conocimiento de los sistemas biológicos."

2) Ingeniería médica: "La utilización de conceptos de ingeniería y tecnología en el desarrollo de instrumentación, materiales, dispositivos terapéuticos y de diagnóstico, órganos artificiales y otros inventos relevantes a las aplicaciones en biología y medicina."

3) Ingeniería clínica: "La utilización de conceptos de ingeniería, metodología y tecnología en el mejoramiento de los sistemas que proporcionan el cuidado de la salud en el amplio contexto de instituciones interrelacionadas como

pueden ser hospitales, clínicas, instituciones gubernamentales, universidades e industrias, así como dentro de los confines específicos de los componentes individuales del sistema al cuidado de la salud.'

Este trabajo está contemplado dentro del contexto del área de la ingeniería biomédica, debido a que consiste en el desarrollo de un equipo de medición de biopotenciales cardiacos el cual puede utilizarse como un medio de registro que con la ayuda de algunas técnicas de análisis adecuadas apoyen el diagnóstico de algunas enfermedades cardiacas.

La distribución de los temas que se tratan en este trabajo presentan el siguiente orden.

En el primer capítulo se estudia en forma breve las principales características fisiológicas del sistema cardiovascular, principalmente las correspondientes al corazón.

En el segundo capítulo se hace énfasis en la problemática existente en la obtención de la señal electrocardiográfica así como su posible solución. Por otro lado también se proporcionan las principales características y aplicaciones del electrocardiógrafo y cardiotacómetro.

El capítulo tercero comprende el diseño de los circuitos necesarios para la construcción de los instrumentos anteriormente mencionados. Una explicación del funcionamiento de dichos circuitos acompaña a las consideraciones de diseño.

En las conclusiones se hace un balance de las metas alcanzadas así como las perspectivas del instrumental construido.

O B J E T I V O S

En la realización del presente trabajo se desarrolló un equipo de detección de biopotenciales cardiacos de acuerdo a las especificaciones de diseño para electrocardiógrafos (2), utilizando componentes de fácil adquisición en el país, lo cual trae como consecuencia la optimización en la construcción y servicio de este tipo de instrumental que generalmente se importa a muy alto costo, especialmente en la actualidad como consecuencia de la situación por la que atraviesa el país.

El diseño de estos equipos se lleva a cabo en forma modular, característica que ofrece la facilidad de servicio y reparación, así también como la disponibilidad de poder incluir algunos otros dispositivos afines a este. En consecuencia, el equipo que a continuación se describe considera estos lineamientos, tomando en cuenta que en un futuro inmediato se le pueda anexar diversos periféricos como por ejemplo: Una interfase para computadora, una grabadora de audio, etc., que se podrían requerir de acuerdo a las necesidades del laboratorio o de la clínica.

C A P I T U L O I

INTRODUCCION A LA FISILOGIA DEL SISTEMA CARDIOVASCULAR.

I.1 CARACTERISTICAS FISIOLÓGICAS Y FUNCIONAMIENTO DEL CORAZÓN.

El corazón es un sistema de bombeo cuya función consiste en mantener la sangre en movimiento por el sistema cardiovascular. Este sistema de bombeo está constituido por dos bombas que actúan mecánicamente en forma independiente, los dos movimientos de estas bombas están en fase con el llenado y expulsión del fluido sanguíneo (fase de potencia).

La acción de las válvulas es puramente pasiva, la diferencia de presión a los lados de la válvula ocasiona que esta se abra o cierre automáticamente. Las contracciones de ambas bombas son aproximadamente sincronas debido a que estas tienen un sistema de encendido o marca paso natural, (sistema de Purkinje) el cual se encuentra conectado en paralelo en ambos sistemas. Los eventos sucesivos a la estimulación causada por el marca paso son completamente independientes en los ventrículos, aunque coinciden en duración.

Cada una de las bombas mencionadas anteriormente consiste de dos cámaras (aurícula y ventrículo), cuyo funcionamiento es el siguiente: la sangre con bajo contenido de oxígeno, entra a través de las venas cava superior e inferior a la aurícula derecha, la cual funciona como bomba de

cebamiento expulsando la sangre debido a su contracción a través de la válvula tricóspide hacia el ventrículo derecho, que funciona como una bomba de potencia; la contracción de este expulsa la sangre a la circulación pulmonar por conducto de la arteria pulmonar. La sangre al oxigenarse en los pulmones, regresa al corazón por medio de las venas pulmonares a la aurícula izquierda, cuyo funcionamiento es similar al de la aurícula derecha, pasando al ventrículo izquierdo a través de la válvula mitral, de donde se bombeará al resto del cuerpo por medio de la arteria aorta y sus ramificaciones, de esta manera el flujo sanguíneo sigue un ciclo continuo como se observa en la figura I.1.

Aunque la acción de las aurículas permite el llenado de los ventrículos, estos son tan poderosos que pueden impulsar grandes volúmenes de sangre incluso cuando las aurículas dejan de funcionar, por lo tanto la acción de los ventrículos como sistema de bombeo es determinante.

Es interesante hacer notar que durante los latidos del corazón, gran parte de la sangre permanece en los ventrículos (70 ml. promedio), mientras que solo se expulsan alrededor de 80 ml. Por lo tanto, es un hecho que la eficiencia del corazón no pueda relacionarse con la capacidad de lograr un vaciado máximo de dichas cámaras, ya que este residuo sirve como un depósito, de tal forma que pueda ser utilizado cuando haya una caída en el volumen de sangre bombeada como consecuencia de complicaciones fisiológicas.

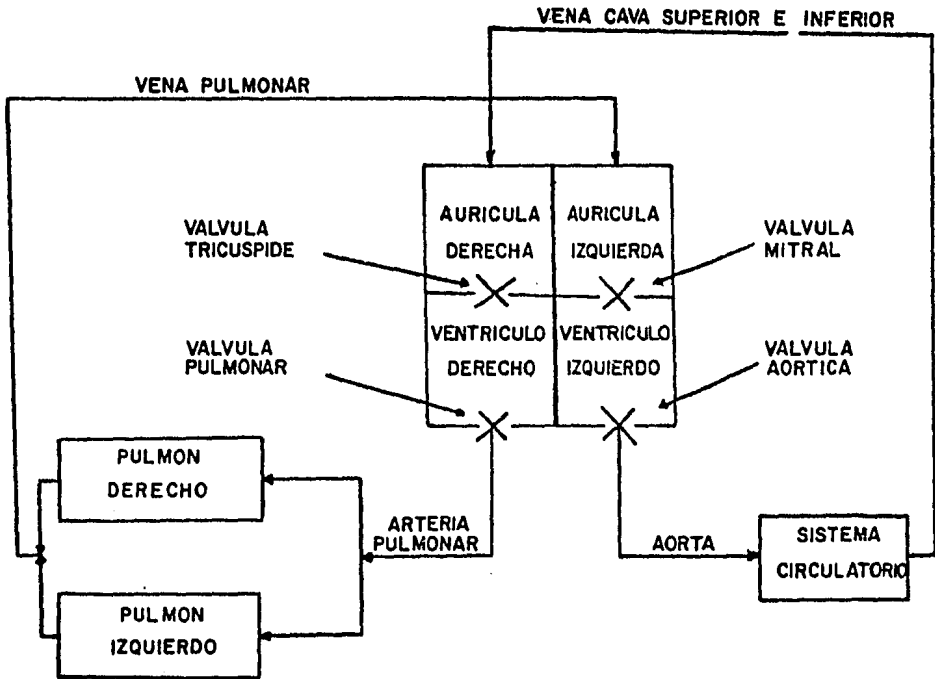


Figura I.1 Representación a través de un diagrama de bloques, de los diversos órganos que constituyen el aparato cardiovascular así como la dirección que sigue el flujo sanguíneo a través del cuerpo.

I.2 EL POTENCIAL DE ACCION Y EL IMPULSO CARDIACO.

La contracción del músculo cardiaco no se producirá a menos que un impulso eléctrico atraviese las membranas de las fibras musculares, a este impulso se le denomina "Potencial de Acción". Este potencial de acción se origina por un proceso eléctrico que tiene lugar a lo largo de la superficie de la membrana del nervio del músculo. En condiciones de reposo, la parte interna de la membrana está cargada negativamente, pero si la condición de la membrana se altera en alguna forma, por ejemplo excitándola con un voltaje o aplicándole un producto químico que ocasione un aumento en su permeabilidad, se originará un potencial de acción que se obtiene como resultado del súbito desplazamiento de iones de sodio que se dirigen al interior de la fibra muscular, dado que el líquido extracelular fuera de la fibra tiene una concentración muy elevada de iones de sodio. Inmediatamente después la membrana se vuelve impermeable al sodio y vuelve a su estado de reposo.

Otra característica del potencial de acción es que si se produce en un punto aislado de la membrana de la fibra muscular, el voltaje generado a ese nivel provoca un potencial de acción en un punto vecino de la fibra difundiéndose así por la superficie de la membrana de todas las fibras interconectadas, provocando la contracción de toda la masa.

I.3 CONTRACCION RITMICA Y REGULACION DEL RITMO CARDIACO.

Algunos tipos de músculo, incluyendo el cardiaco en particular, se contraen rítmicamente sin ningún estímulo externo. La razón de esto es que el impulso eléctrico en el corazón se genera a nivel del mismo órgano. El área del corazón especializada en generar estos impulsos está localizada en la aurícula derecha y se conoce con el nombre de 'nodo seno auricular' (S-A), el cual está controlado por los nervios vago y aceleradores, y es considerado como el marca paso natural del corazón.

Desde el nodo S-A la onda de excitación se propaga a través del músculo de las aurículas hasta el 'nodo auriculo ventricular' (A-V), localizado precisamente entre la aurícula y el ventrículo derechos. La onda de excitación causa que la aurícula se contraiga, al mismo tiempo el impulso continúa su propagación al nodo A-V y de ahí al bulbo de his, cuyas ramificaciones se extienden a lo largo de los ventrículos formando un sistema conductor cuyo objetivo consiste en propagar la onda de excitación. Como resultado del paso de la onda a través del bulbo a las células musculares, los ventrículos se contraen simultáneamente, a diferencia de la señal eléctrica en la aurícula la cual pasa progresivamente desde una célula a la siguiente; como resultado de este comportamiento, se tiene una contracción gradual y coordinada sobre la aurícula.

La interrupción completa del paso del potencial eléctrico a través del nodo A-V y el bulbo de His o sus ramificaciones se denomina 'bloqueo total del corazón', lo cual se traduce en una pérdida de la sincronía del ritmo cardiaco. Las aurículas continuarán contrayéndose a su ritmo normal, pero los impulsos no serán transmitidos normalmente a los ventrículos llegando a estos con una frecuencia inferior (de 20 a 40 pulsos por minuto), siendo esta insuficiente para evitar serias consecuencias debido a la inadecuada irrigación sanguínea. En este caso, se podría utilizar un marca paso artificial para obtener un ritmo adecuado.

La duración de la fase contractil del ciclo rítmico del corazón, o la duración del potencial de acción es de aproximadamente 0.3 seg. y la duración del potencial de la etapa de relajación del corazón entre los potenciales de acción, es de aproximadamente 0.5 seg., o sea que hay un período total para cada ciclo cardiaco un poco menor de un segundo, por consiguiente, el corazón late con una frecuencia un poco mayor de una vez por segundo en el adulto normal, o sea con un promedio de unos 72 latidos por minuto.

Aunque el corazón tiene su propio sistema intrínseco de regulación y puede seguir actuando sin influencias nerviosas, la eficiencia en su funcionamiento puede aumentar mucho por virtud de impulsos reguladores procedentes del sistema nervioso central, el cual está relacionado con el corazón por dos grupos de nervios: parasimpáticos y simpáticos.

Bajo la estimulación de los nervios parasimpáticos se han reportado los siguientes efectos en el funcionamiento

del corazón: 1) disminuye la frecuencia rítmica del nodo S-A; 2) es menor la fuerza de contracción del músculo auricular; 3) se retarda la conducción de impulsos por el nodo A-V, lo cual aumenta el período de retardo entre la contracción auricular y ventricular; 4) disminuye el flujo sanguíneo por los vasos coronarios que nutren el miocardio. Todos estos efectos pueden resumirse diciendo que el estímulo parasimpático disminuye las actividades cardiacas. El corazón suele ser estimulado por el parasimpático durante períodos de reposo, lo cual le permite descansar cuando lo hace el resto del cuerpo. Cabe decir que esto mantiene la reserva del corazón, pues sin períodos de reposo probablemente se deterioraría en edad más temprana.

Por otra parte, bajo la estimulación de los nervios simpáticos se han reportado efectos esencialmente opuestos: 1) aumento de la frecuencia cardiaca; 2) aumento de la energía de la contracción cardiaca; y 3) aumento del caudal sanguíneo por los vasos coronarios para brindar mayor nutrición al miocardio. Este efecto es necesario cuando una persona está sometida a situaciones de esfuerzo, ejercicio, calor, enfermedad y otras circunstancias que exigen circulación sanguínea rápida. Por ello, el efecto de la estimulación simpática en el corazón es un mecanismo de reserva listo para hacer latir al corazón con gran vigor cuando sea necesario. La distribución de los nervios simpáticos y parasimpáticos a través del corazón se muestra en la figura I.2.

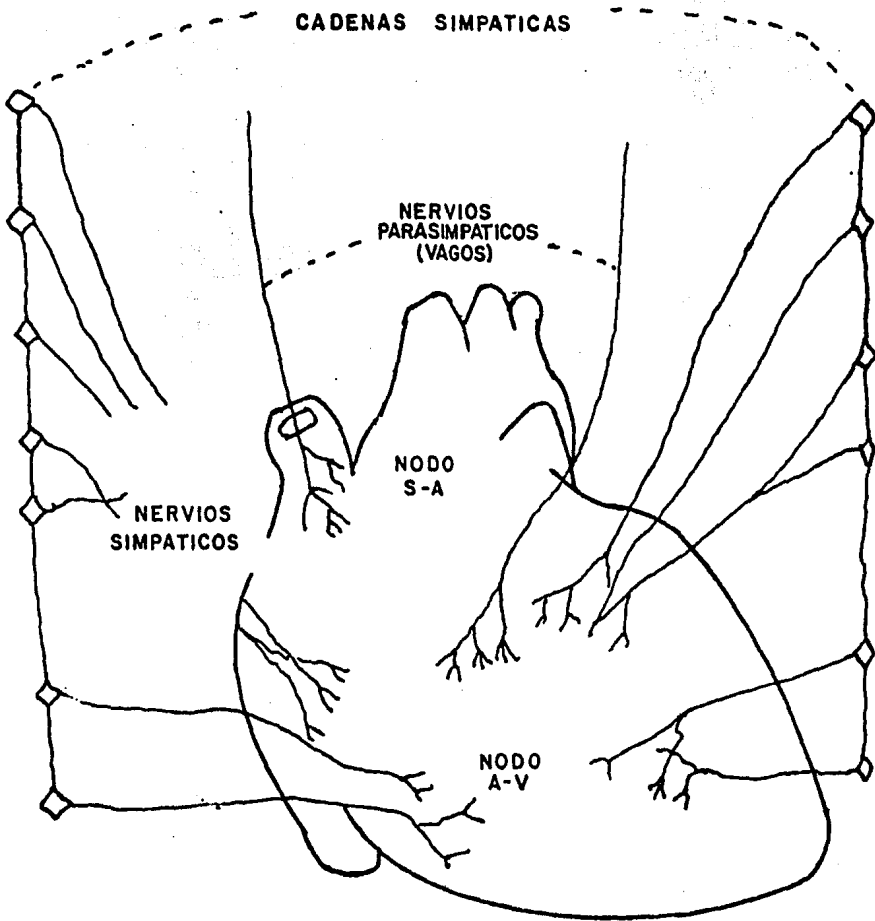


Figura I.2 Inervación cardíaca. Localización de los nervios simpáticos y parasimpáticos en el músculo cardíaco.

I.4 EXCITACION Y CONDUCCION.

La excitación del músculo cardiaco, se inicia con la generación de un impulso eléctrico conocido como potencial de acción como se explicó anteriormente.

La conducción del impulso a lo largo de la célula está caracterizada por la variación del potencial de acción en diferentes puntos. Durante el paso de un impulso el flujo de corriente se efectúa en forma de pequeñas trayectorias cerradas, que a su vez viajan longitudinalmente como puede apreciarse en la figura I.3.

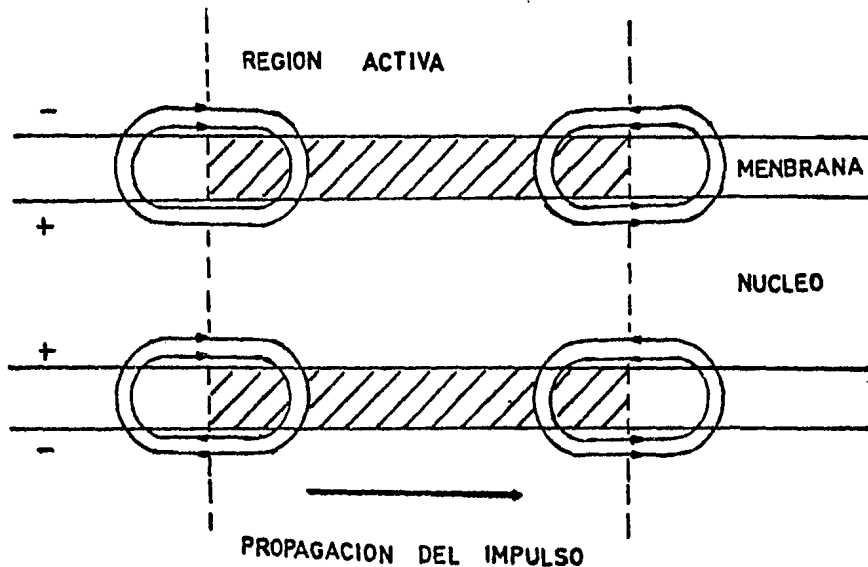


Figura I.3 Diagrama representativo de la conducción del potencial eléctrico a través de la membrana celular.

La corriente axial en el interior se concentra en el núcleo de la célula, mientras que la corriente en el exterior se distribuye en el líquido tisular.

Cuando la fibra cardiaca excitable está en reposo, su interior se encuentra a un potencial de -90 mV. con respecto al exterior. Si la fibra está conduciendo, su interior se encuentra a $+20$ mV. con respecto al exterior aproximadamente. Este fenómeno se puede representar por un circuito equivalente como el representado en la figura I.4, en el cual el interruptor cambia de posición para simular la excitación de una fibra.

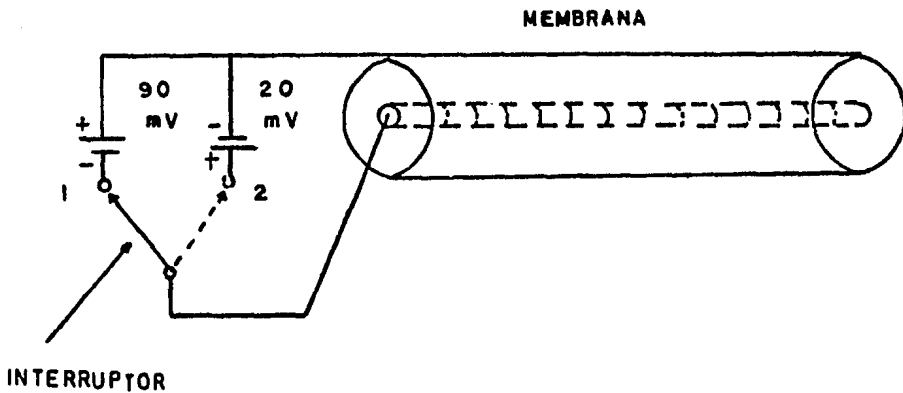


Figura I.4 Circuito equivalente representativo de una fibra muscular, que ilustra el potencial de acción en una célula. El interruptor en la posición '1' indica que la célula está en estado de reposo y en la posición '2' indica que la célula está en estado de depolarización.

La diferencia de potencial está dada por la diferencia en la concentración de los iones de sodio y potasio. Si las soluciones contienen una concentración de potasio [K] y están separadas por una membrana selectiva permeable al K^+ ; el potencial a través de la membrana está dado por la ecuación de "Nernst" que a continuación se enuncia:

$$E_k = (RT/F) \ln K_{o+}/K_{i+}$$

$$E_k = 61.5 \log K_{o+}/K_{i+} \text{ mV.}$$

En donde, E_k es la diferencia de potencial causada por la diferencia de concentraciones de K^+ dentro y fuera de la membrana representada por K_{i+} y K_{o+} respectivamente. Los símbolos R , T y F representan a la constante del gas, la temperatura absoluta y la constante de Faraday respectivamente.

La concentración de sodio [Na^+] es opuesta a la del K^+ . Hay una concentración mayor de K^+ dentro de la membrana que fuera de ella; la relación aproximada es de 31 veces más de K^+ en el interior que en el exterior; mientras que la proporción de Na^+ es de 24 veces mayor en el exterior de la membrana. Usando la ecuación de "Nernst" el potencial debido a los iones de potasio es de 91.7 mV. positivos internamente. El movimiento del sodio a través de la membrana, se debe a un proceso metabólico activo denominado "bomba de sodio y potasio".

El hecho de que exista una diferencia de voltaje aproximadamente de 90 mV, entre las membranas de las células excitables, indica que la membrana tiene una resistencia al flujo de corriente, lo que representa una impermeabilidad de la membrana para intercambiar iones.

El hecho de que también exista una capacitancia puede comprobarse al aplicar abruptamente una pequeña corriente a través de la membrana de la célula excitable, encontrándose que el potencial transmembránico no cambiará rápidamente.

La presencia de la resistencia y capacitancia en la célula, es posible representarla en el circuito equivalente mostrado en la figura I.5.

La variación en los tiempos de polarización son considerados de interés, debido a que las fibras del corazón muestran diversas características; por ejemplo el comportamiento de la respuesta del marca paso del nodo S-A es similar al que daría un multivibrador estable, mientras que las fibras puramente conductoras tienen un comportamiento análogo al multivibrador monoestable.

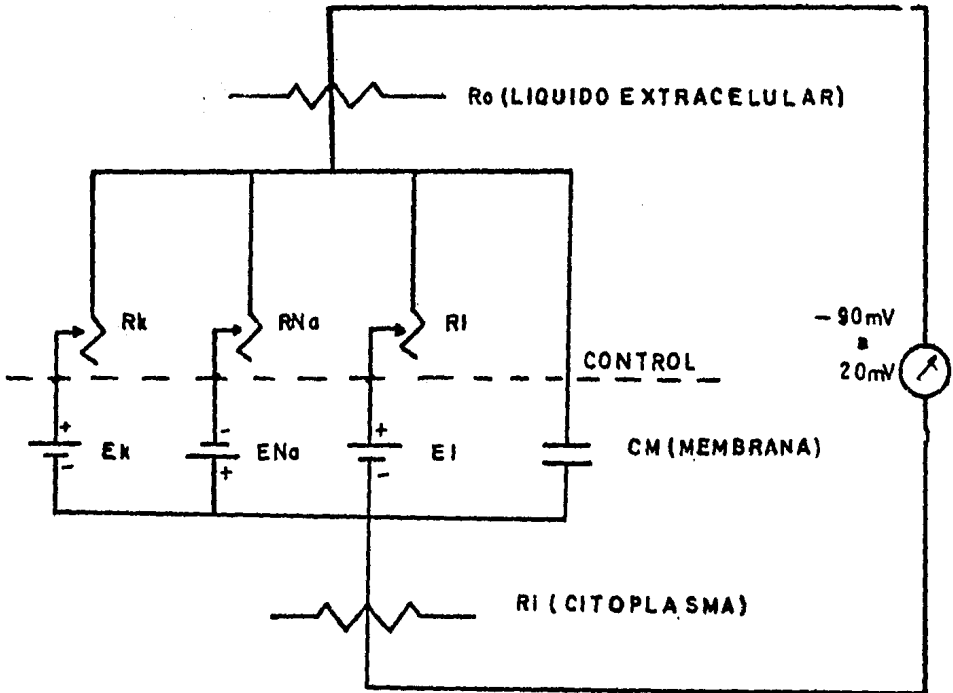


Figura I.5 Circuito equivalente representativo de la célula. Donde E_k , E_{Na} y E_l son los potenciales debidos a los iones de potasio, sodio y restantes respectivamente. R_k , R_{Na} y R_l son las resistencias debidas a los iones de potasio, sodio y restantes. R_i y R_o son las resistencias interna y externa respectivamente y C_m es la capacitancia debida a la membrana celular.

I.5 PROPAGACION A TRAVES DEL CUERPO.

Se han realizado una gran cantidad de investigaciones en el campo de la excitación y propagación de la actividad eléctrica en el corazón (3) observándose que :

La excitación del ventrículo se origina en la parte interna de los mismos, para alcanzar la superficie del corazón con una dirección que va desde el ápice hasta la base de los ventrículos. Por consiguiente, la localización de los potenciales depolarizados en las fibras de Purkinje y musculares están cambiando a cada instante, especialmente al principio de la actividad (depolarización) y al final del periodo activo (repolarización). Si todo el sistema se depolarizara y repolarizara simultáneamente, la actividad eléctrica podría detectarse con electrodos intracelulares o electrodos locales, pero no habría manera de detectarla desde puntos distantes como se realiza en la electrocardiografía.

El funcionamiento real de los ventrículos es asíncrono y la depolarización en las diferentes partes del corazón genera un efecto transitorio, en donde los voltajes que se obtienen son de una amplitud muy inferior a los potenciales de acción del corazón como puede apreciarse en la gráfica de la figura I.6.

Para considerar el efecto antes mencionado de las cargas positivas y negativas de la depolarización y repolarización, se emplea el concepto del 'dipolo eléctrico equivalente del corazón'.

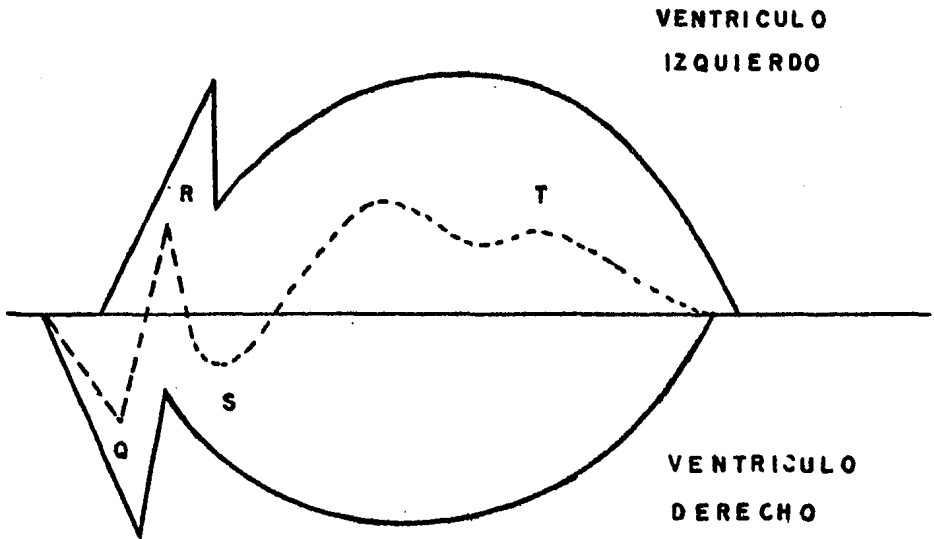


Figura I.6 Funcionamiento asincrónico del corazón. La línea continua indica los potenciales de acción y la línea punteada indica los potenciales evocados en la superficie del cuerpo.

I.6. CONCEPTO DEL DIPOLO EQUIVALENTE.

El efecto total de un número de cargas en diferentes puntos, es el mismo que si todas las cargas estuvieran concentradas en un mismo punto. Por lo tanto, podemos en cualquier momento reemplazar todas las cargas positivas por una sola equivalente en un punto del corazón; de la misma manera ocurrirá con las cargas negativas las que se colocarán en otro punto del mismo órgano. Esto constituye un dipolo eléctrico caracterizado por tres cantidades que son:

- 1) magnitud de las cargas.
- 2) la distancia entre ellas (longitud del dipolo).
- 3) la orientación de la línea que une a ambas cargas.

De ahí que el potencial eléctrico en un punto distante (alejado con relación a la distancia del dipolo), está dado por:

$$E = \frac{\mu \cos \theta}{d}$$

donde $\mu = q \cdot l$

Donde "d" es la distancia desde el punto central del dipolo; "μ" es el momento del dipolo (que es igual al producto de la carga "q" por la longitud del dipolo "l"), "θ" es el ángulo entre el eje del dipolo y la línea que une al punto distante.

Al estudiar al corazón en esta forma, se obtendrá un patrón de los efectos de la distribución de las cargas durante la excitación en términos de la variación del dipolo equivalente, el cual varía instantáneamente en la orientación y el momento. El eje del mismo se llama "eje eléctrico instantáneo del corazón" mostrado en la figura I.7.

Debido a que el dipolo tiene una magnitud (el momento del dipolo) y dirección (eje del dipolo), este se podrá representar vectorialmente, mientras que el potencial en cualquier punto distante del corazón es una cantidad escalar teniendo solo magnitud.

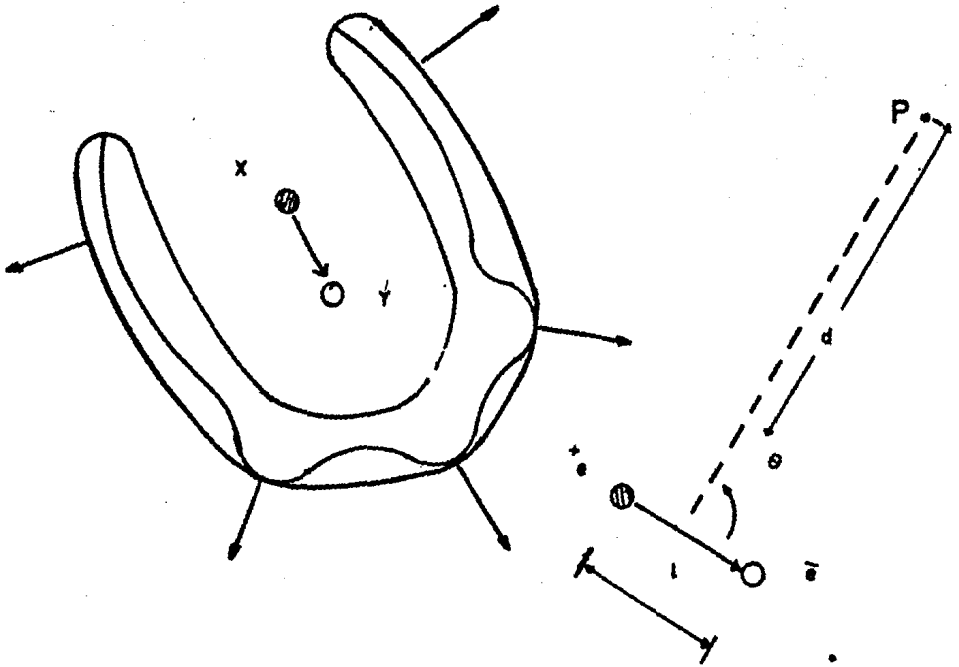


Figura I.7 Representación del dipolo equivalente del corazón. "X" y "Y" son las cargas concentradas; "l" es la longitud entre las cargas (eje del dipolo); "d" es la distancia desde el punto central del dipolo y un punto distante "p"; "θ" es el ángulo entre el eje del dipolo y el punto "p".

Esta magnitud escalar, se recoge en la superficie del cuerpo y se analiza para su estudio dando origen a la técnica electrocardiográfica.

I.7 . ELECTROCARDIOGRAMA

El electrocardiograma, es un registro fisiológico muy importante que se utiliza para valorar la capacidad del corazón para transmitir el impulso cardiaco.

Cuando un impulso se propaga en el corazón, la corriente eléctrica generada por las cargas iónicas en la superficie del músculo cardiaco se difunde en los líquidos que rodean al corazón y una pequeñísima parte llega a la superficie del corazón en forma de corriente galvánica. Al colocar electrodos de superficie sobre el corazón o en cualquiera de sus lados y conectándolos a instrumentos adecuados de registro, se puede obtener un trazo característico del impulso cardiaco por cada latido del corazón.

El electrocardiograma normal se ilustra en la figura I.8.

La curva marcada 'P' se debe al paso del impulso por las aurículas. Las curvas señaladas con 'Q', 'R' y 'S' se originan por el paso del impulso por los ventrículos, y la onda 'T' se debe al regreso de los iones hacia las fibras musculares ventriculares a su nivel normal de reposo al terminar la contracción.

Algunas enfermedades se pueden manifestar con el registro de la señal cardiaca, observándose algunas alteraciones con respecto al electrocardiograma normal (arritmias). Con el análisis de estas alteraciones se puede llegar a estimar un diagnóstico aproximado asociado a algunas de estas arritmias.

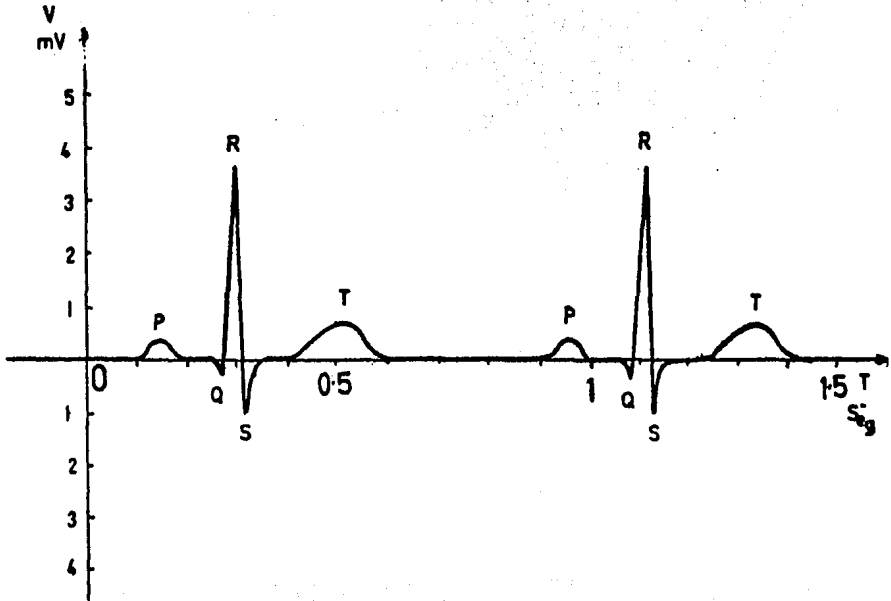


Figura I.8 Formas de onda normal típicas registradas por el ECG.

C A P I T U L O . II

PRINCIPALES PROBLEMAS EN LA DETECCION DE LA SEÑAL CARDIACA

II.1 EL ELECTROCARDIOGRAFO.

El electrocardiógrafo es un instrumento por medio del cual se pueden registrar los biopotenciales cardiacos (electrocardiograma). Este instrumento se ha convertido en un dispositivo tan importante como el baumanómetro y el espirómetro, utilizados para el cuidado de los pacientes con problemas cardiovasculares. Dentro de la instrumentación médica, el electrocardiógrafo (E C G) es comparativamente nuevo dentro del campo médico. Para ser más específicos, desde el año de 1900 ha sido posible registrar la actividad eléctrica del corazón en forma no invasiva; es decir en forma indirecta (4) .

El corazón humano está formado por millones de células musculares, en cada una de ellas se genera un voltaje infinitesimal y precisamente este pequeño voltaje es el que se registrará mediante el electrocardiógrafo.

La actividad eléctrica del corazón se recoge por medio de electrodos en la superficie del cuerpo y su forma dependerá de la localización de los mismos así como del estado en que se encuentre el corazón del paciente. El número de sitios del cuerpo en donde este voltaje puede regis-

trarse es prácticamente infinito. Pero, para dar uniformidad a las lecturas se han escogido puntos convencionales. Al trazo logrado desde puntos establecidos (configuración) se conoce con el nombre de "derivación". Algunas interconexiones típicas de la electrocardiografía se muestran en la figura II. 1.

II.2 OBTENCION DE LA SEÑAL.

La señal electrocardiográfica registrada externamente es bastante debil, su potencial es del orden de $0.045 \text{ mV}^2/\Omega$ (5), con una amplitud del orden de 1 a 5 mV. pico a pico y la banda del espectro de frecuencia que contiene prácticamente toda la información se extiende de 0.2 a 100 Hz (5).

Las características anteriormente mencionadas, hacen que la señal electrocardiográfica se pueda contaminar muy fácilmente con el ruido. En una habitación convencional, el cableado de energía, los instrumentos y otros equipos eléctricos que se encuentren en la periferia generan ruido electromagnético en una banda de frecuencia centrada en la frecuencia del voltaje de alimentación (60 Hz). En su búsqueda de una trayectoria a tierra, este ruido crea corrientes en cualquier conductor cercano incluyendo el cuerpo humano, de esta manera el ruido del medio ambiente se propaga a través de los tejidos del cuerpo.

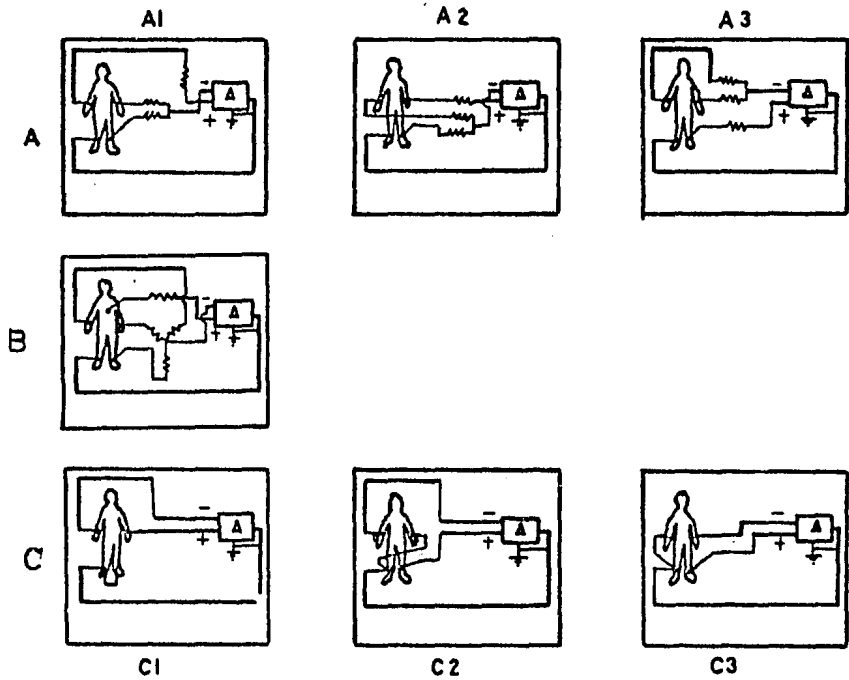


Figura II.1 Interconexiones empleadas en la electrocardiografía.

La posición de los electrodos sigue la siguiente nomenclatura:

BD= Brazo derecho

BI= Brazo izquierdo

PD= Pierna derecha

PI= Pierna izquierda

T= Torax (pecho del paciente)

(+)= Entrada positiva del ECG (-)= Entrada negativa del ECG

(⊕)= Tierra del ECG

A) Derivaciones unipolares. Se utilizan 4 electrodos a través de impedancias de acoplamiento de la siguiente manera:

A1: BD-(+); BI y PI(-); PD-(⊕)

A2: BI(+); BD y PI(-); PD-(⊕)

A3: PI(+); BD y BI(-); PD-(⊕)

B) Derivaciones precordiales. Se utilizan 5 electrodos a través de impedancias de acoplamiento de la siguiente manera:

T-(+); BD, BI y PI(-); PD-(⊕)

C) Derivaciones Bipolares. Se utilizan 4 electrodos directamente al ECG de la siguiente manera

C1: BI(+); BD(-); PD y PI-(⊕)

C2: PI(+); BD(-); PD y BI-(⊕)

C3: PI(+); BI(-); PD y BD-(⊕)

La señal del corazón normalmente se recoge por medio de electrodos colocados sobre la piel, de tal forma que estos recogen los potenciales eléctricos después de pasar por una gran variedad de tejidos, en los cuales a su vez se está induciendo ruido ambiental. Por esta y otras razones, en el diseño de un electrocardiógrafo se hace énfasis en el filtrado del ruido.

Debido a la generación de una capacitancia entre el paciente y tierra, que experimentalmente se ha encontrado que tiene un valor entre 0.1 a 0.25 nF., se llegan a establecer corrientes y voltajes internos (60 Hz) del orden de 1 μ A. y 10 V. p-p respectivamente(6).

La resistencia entre el electrodo y los tejidos internos pueden llegar a los 25 K Ω . en el caso de un mal contacto; por lo tanto, entre dos electrodos cualesquiera puede existir una resistencia de 50 K Ω . en la cual se genera ruido con una amplitud de 50 mV. p-p.

Otra señal indeseable es la que se genera entre el electrodo y la piel que conforma una batería galvánica; a este voltaje se le conoce como potencial de polarización o voltaje de contacto, y en el peor de los casos puede alcanzar una magnitud de ± 300 mV.

En resumen, la señal electrocardíaca que se obtiene mediante electrodos de superficie puede llegar a alterarse por los siguientes factores:

- 1.- Ruido de 60 Hz entre paciente y tierra.
- 2.- Ruido de 60 Hz entre electrodos.

3.- Voltaje de contacto entre cada electrodo y los tejidos internos.

II.3 RUIDO DE 60 HZ ENTRE PACIENTE Y TIERRA.

Todos los electrocardiógrafos convencionales, poseen un electrodo que se aplica en la pierna derecha del paciente y la terminal de este se conecta a tierra, de esta manera el electrodo ofrece una trayectoria de baja resistencia a la corriente inducida. A pesar de esto, el ruido generado puede llegar a tener una amplitud mayor que la señal electrocardíaca.

Supóngase que dos electrodos cualesquiera se conectan a un paciente, los potenciales en estos se pueden definir como:

$$E_a = E_o$$

$$E_b = E_o + E_d$$

En donde E_o es la diferencia de potencial entre el electrodo 'a' y tierra, y E_d es la diferencia de potencial entre los electrodos 'a' y 'b'. Para contrarrestar el voltaje común a ambos electrodos se procede a hacer lo siguiente:

Se utilizan amplificadores de entrada JFET con una impedancia de entrada de 10^{12} ohms y con una razón de rechazo a señales comunes (RRMC) de 76 dB, en una configuración de un amplificador de instrumentación, el cual permite tener una ganancia mayor que la unitaria sin afectar la RRMC que se conserva a un nivel satisfactorio, obteniendo así una alta eliminación de este tipo de ruido.

II.4 RUIDO DE 60 HZ. ENTRE ELECTRODOS.

Este ruido es el ruido más difícil de eliminar, por lo que generalmente se recomienda seguir el siguiente procedimiento, con el objeto de contrarrestar la mayor parte del mismo:

1.- Para reducir la resistencia entre los electrodos y los tejidos de la piel, se utiliza una pasta conductora, la cual permite alcanzar valores de resistencia tan pequeños como 2 K Ω .

2.- La mayoría de los equipos convencionales para el registro de señales fisiológicas, están equipados con un filtro de rechazo de banda (centrada en 60 Hz), con el cual se trata de contrarrestar el efecto del ruido generado por la alimentación eléctrica.

3.- Otra medida de protección que resulta muy conveniente, consiste en designar una sala con ciertas características para el registro electrocardiográfico, en la que, por ejemplo, se acostumbra cubrir paredes, techo, ventanas y puertas con una malla o con placas de algún material conductor, a fin de crear una cámara de FARADAY que reduce considerablemente el ruido.

II.5. VOLTAJE DE CONTACTO.

Los equipos que se utilizan en la detección de señales electrocardiográficas, están equipados con un filtro pasa banda cuyos parámetros típicos son(7):

Frecuencia de corte inferior igual a 0.2 Hz

Frecuencia de corte superior igual a 100 Hz

Dadas las características del voltaje de contacto, este se puede eliminar fácilmente al recomendar que el paciente se mantenga voluntariamente inmóvil mientras se toma el electrocardiograma, pues el movimiento del electrodo con respecto a la piel produce variaciones en el voltaje de contacto que podrían superar los 0.2 Hz y por lo tanto introduce una deformación en los potenciales fisiológicos.

Debido a las características de la región pasa banda del electrocardiógrafo, este presentará una alta inmunidad al ruido de alta frecuencia.

Otra fuente de ruido, es el que se genera por la conducción nerviosa relacionada con el control de los músculos voluntarios (tremor muscular). Estos potenciales, son prácticamente imposibles de filtrar dado que tienen características muy semejantes a la señal del corazón; el problema crece por la necesidad de conectar los electrodos a las extremidades, debido a esto los registros electrocardiográficos se obtienen siempre haciendo que el paciente se acueste y relaje su musculatura al máximo; el simple hecho de levantar un brazo puede enmascarar totalmente la señal cardíaca, sin embargo, esta técnica de relajación es usualmente suficiente para reducir el ruido mioeléctrico de los músculos a niveles muy bajos.

II.6 CARDIOTACOMETRO.

El monitoreo constante de los pacientes que se encuentran en la sala de cuidados intensivos se ha convertido en una necesidad de rutina en las clínicas y hospitales modernos; en caso de alguna anomalía en el funcionamiento del corazón el personal médico es avisado mediante alarmas automáticas.

El mecanismo automático para determinar el pulso también conocido como cardiotácometro es el instrumento encargado de tomar las pulsaciones del paciente. Su escala de lectura está dada en pulsos por minuto proporcionando lecturas directas.

Este instrumento provee una salida digital, es decir, este tipo de dispositivo no emplea aguja indicadora; en su lugar el ritmo del corazón está dado por dígitos luminosos (despliegue) cuya principal ventaja es la de facilitar su lectura; además de contar con la característica de actualizar la información cada segundo lo que lo hace un equipo de gran eficiencia.

C A P I T U L O I I I .

DESCRIPCION DEL PROTOTIPO DEL ELECTROCARDIOGRAFO
Y CARDIOTACOMETRO

I I I . 1 . I N T R O D U C C I O N .

En este capítulo se describen los diferentes circuitos que se construyeron para el desarrollo de este trabajo.

Los circuitos utilizados se presentan en el diagrama de bloques que se muestra en la figura III.1; en donde se indican dos divisiones importantes correspondientes a los circuitos del electrocardiógrafo y cardiotácometro.

La descripción de dichos instrumentos se hará siguiendo el orden propuesto en el diagrama de bloques.

I I I . 2 . D E T E C C I O N Y P R O T E C C I O N .

La detección de la señal cardíaca se realiza directamente a través de los electrodos, por lo cual se recomienda utilizar electrodos de plata, o en su defecto aquellos que contenga una capa de cloruro de plata, con objeto de reducir y estabilizar la producción de iones.

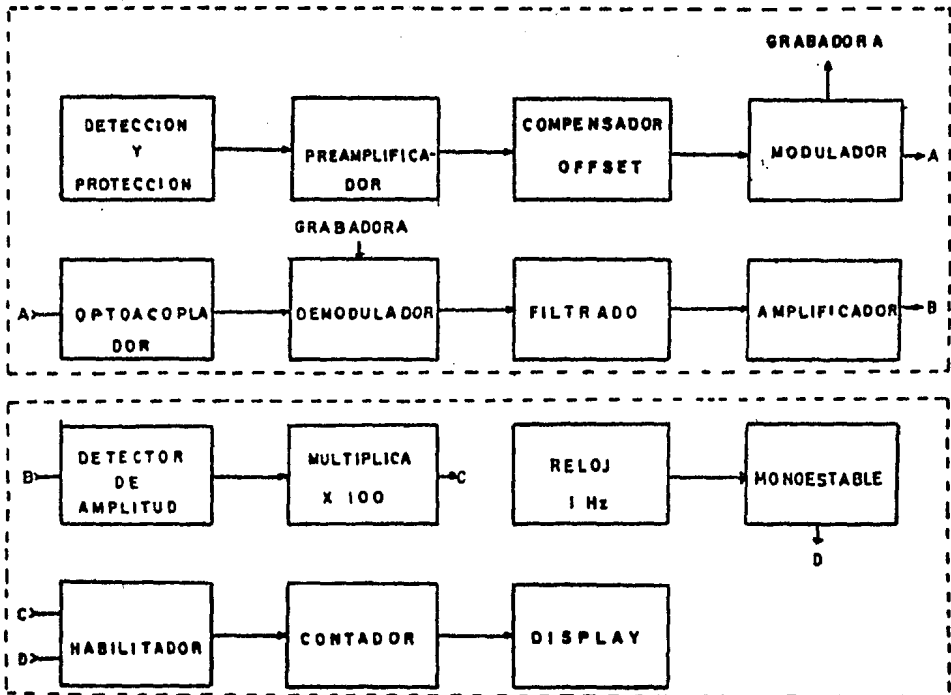


Figura III.1 Diagrama de bloques del instrumental construido. La primera sección constituye el electrocardiógrafo (sección analógica). La segunda sección constituye el cardiotacómetro (sección digital).

Por otra parte, la entrada del E C G deberá protegerse contra descargas de alta tensión (desfibrilación). Como esta descarga normalmente se sincroniza con la onda S-T, el ECG deberá estar provisto de una protección para soportar la salida de alta tensión del desfibrilador. Esta protección se realiza al conectar dos lámparas de Neón entre cada una de las entradas y tierra. Estas lámparas tienen como principal característica su alta impedancia y su función consiste en disipar la descarga de voltaje del desfibrilador evitando que el circuito de entrada sea dañado.

También se cuenta con un arreglo de transistores tipo BC 320 y BC 317 (complementarios), cuya función es la de drenar a tierra las corrientes producidas por algún corto circuito o mal funcionamiento de las etapas posteriores del circuito que pudieran causar fibrilación, quemaduras o necrosis la cual puede inclusive causar la muerte del paciente(8). (figura III.2.).

III.3 PREAMPLIFICADOR.

La señal que se obtiene del paciente cuyas características se mencionaron anteriormente, se registra por medio de electrodos los cuales están conectados directamente al E C G ; por lo tanto , es necesario utilizar un

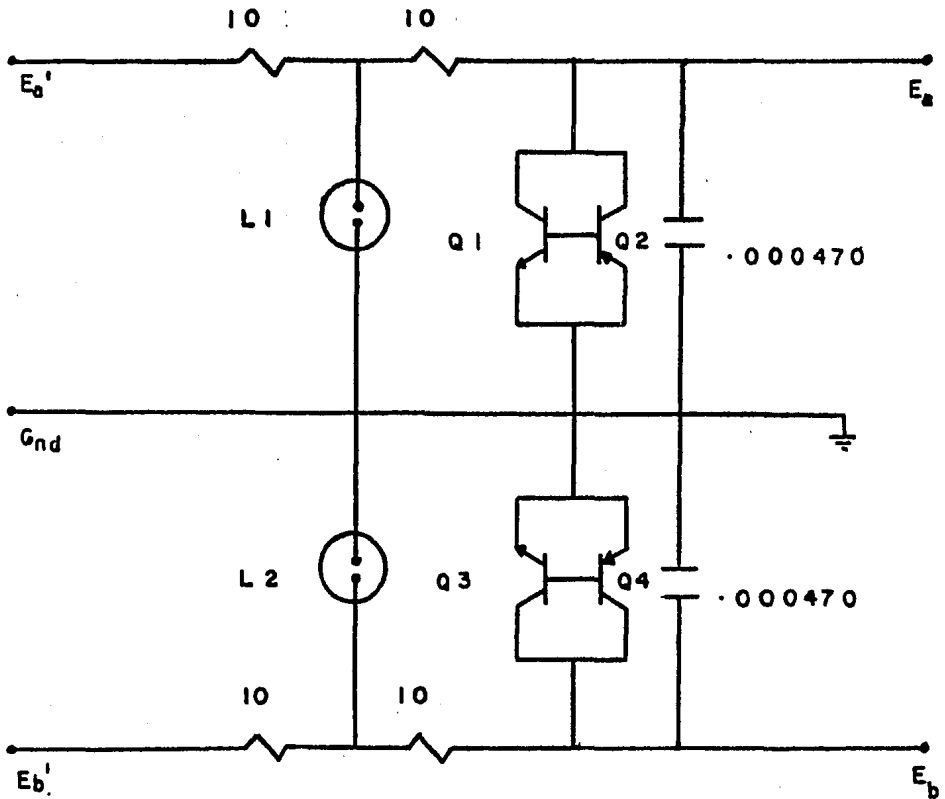


Figura III.2 Diagrama del circuito de detección y protección. L1 y L2 son lámparas de gas Neón; Q1 y Q3 son transistores NPN tipo BC317; Q2 y Q4 son transistores PNP tipo BC320.

Nota: En todos los circuitos las resistencias están dadas en K Ω y los capacitores en μ F, a menos que se indique otra cosa.

dispositivo que garantice un bajo nivel de ruido en la señal. En este caso se utilizó un amplificador diferencial en su configuración típica de amplificador de instrumentación, cuyas principales características entre otras son:

- 1.- Alta impedancia de entrada ($Z_i = 10^{12}$) ohms.

2.- Ganancia fácilmente variable sin deterioro de la razón de rechazo de modo común (RRMC).

3.- Un alto rechazo a señales comunes (RRMC), la cual se ve altamente incrementada mediante la utilización de amplificadores con bajo nivel de ruido.

Dicha configuración se muestra en la figura III.3 y su funcionamiento se explica a continuación.

El circuito, está constituido por dos etapas; la primera consiste de A1 y A2, y la segunda por A3 en una configuración diferencial.

A1 y A2, constituyen una etapa preamplificadora acoplada a través de R3, con entrada y salida diferencial. Si A1 y A2 se analizan separadamente, se observa que son seguidores de voltaje modificados con resistencias de realimentación R1-R3 y R4-R3 respectivamente. En un seguidor convencional con ganancia, R3 es referida a tierra. En este caso sin embargo, R3 es compartida por A1 y A2 y al contrario de ser referida a tierra, esta es conectada al punto de suma del amplificador opuesto. Esto provee un retorno por R3, que es una tierra virtual para señales diferenciales, pero que sigue a las señales de modo común. Como resultado, no hay flujo de corriente en R3 (o en R1 o en R4) para señales de modo común; esto se debe a que no hay diferencia de voltaje a través de R3, considerando la teoría de cero voltaje de entrada diferencial de A1 y A2. En contraste a esto, las señales diferenciales como E_a y E_b , darán como resultado una diferencia de voltaje a través de R3; de esta manera el circuito solo amplificará señales diferenciales.

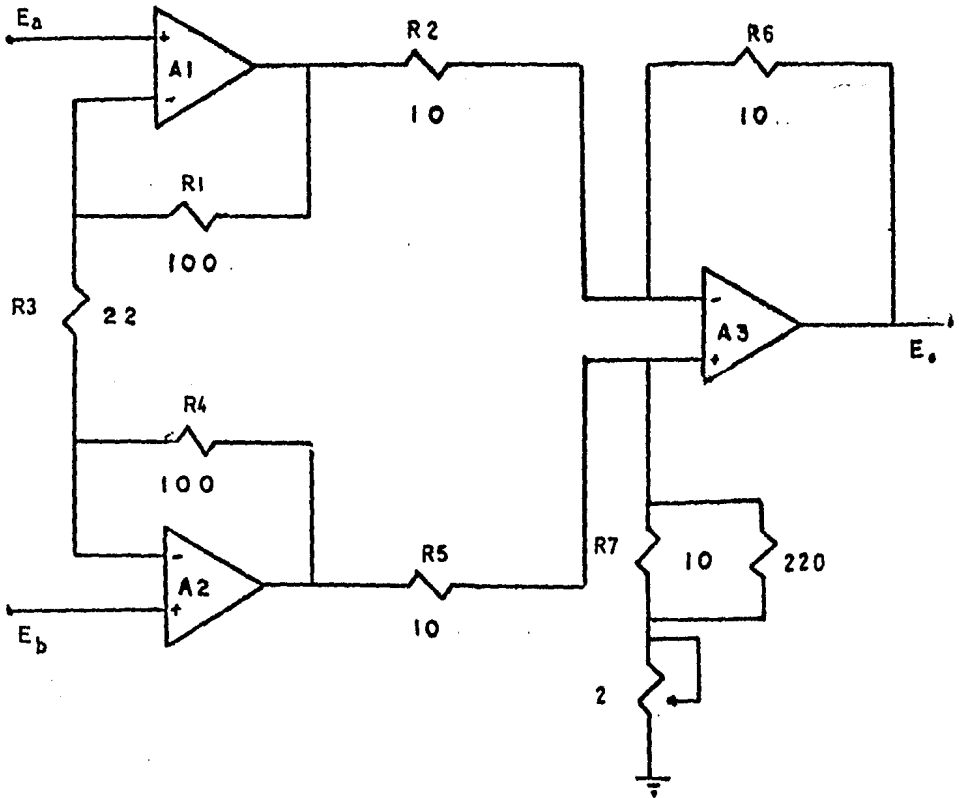


Figura III.3 Configuración típica del amplificador de instrumentación. $A1=A2=A3=TL074CN$.

EL nivel de voltaje de modo común en la etapa A1-A2 tendrá ganancia unitaria, mientras los voltajes de entrada diferencial son amplificados por un factor de $(R3+2R1)/R3$ (alternativamente expresado como $1+(2R1/R3)$).

Varias ventajas se pueden inferir de este hecho. La etapa preamplificadora, provee una ganancia inmediata en señal/razón de ruido, porque la señal diferencial es aumentada

sobre la componente de modo común (ruido) por la razón de ganancia diferencial de la etapa. La ganancia está determinada por las resistencias R_1 , R_3 y R_4 , por lo que no afecta la RRMC y por lo tanto, es mucho menos crítica la tolerancia de estas resistencias. Cualquier desapareamiento en R_1 y R_4 presentará un desbalance en la ganancia diferencial entre las dos salidas, que es una condición mucho menos seria que una pérdida de la RRMC.

Otra característica de este circuito, es la carencia de ganancia de señales de modo común; este factor apoya no solo en las entradas reales de modo común, sino también, en los voltajes de desbalance (offset) y de deriva térmica (drift) de A_1 y A_2 . Si A_1 y A_2 derivan en la misma cantidad y en la misma dirección, las derivaciones serán tomadas en esta etapa como una señal de modo común, y por lo tanto, no serán amplificadas siendo rechazadas por la segunda etapa. Esto facilita los requerimientos de los coeficientes térmicos de A_1 y A_2 si estos son similares.

El factor de ganancia de la primera etapa preamplificadora puede hacerse bastante grande; aquellos errores de derivación térmica y de señales de modo común, se harán insignificantes por comparación en la segunda etapa, lo cual facilita también considerablemente los requerimientos de este amplificador. La ganancia total de ambas etapas, es el producto de ambas ganancias diferenciales o generalmente:

$$A_V = \left(\frac{R_3 + 2R_1}{R_3} \right) \left(\frac{R_6}{R_2} \right)$$

Las características de este circuito mencionadas anteriormente, se vieron altamente mejoradas mediante la utilización de dispositivos de bajo nivel de ruido, como es el caso de los amplificadores operacionales de entrada JFET tipo TL074CN, también se garantiza una mejoría en la RRMC mediante un gran apareamiento de las resistencias R2, R5, R6 y R7.

Si se desea tener una ganancia ajustable o programable, la resistencia R3 puede utilizarse como una resistencia variable para este propósito.

III.4 COMPENSADOR DE OFFSET.

Un problema primordial en el registro de señales electrocardíacas, es la saturación producida por diferentes causas, como puede ser la polarización de los electrodos por algún mal contacto, o algún movimiento del individuo bajo estudio y que traen como consecuencia cambios bruscos en la línea de referencia de la señal, evitando así una buena observación de la señal o saturando etapas posteriores.

Tomando en cuenta esta problemática, resulta necesario diseñar un dispositivo que evite la saturación manteniendo fija la línea de referencia de la señal. El dispositivo que lleva a cabo este efecto se muestra en la figura III.4.

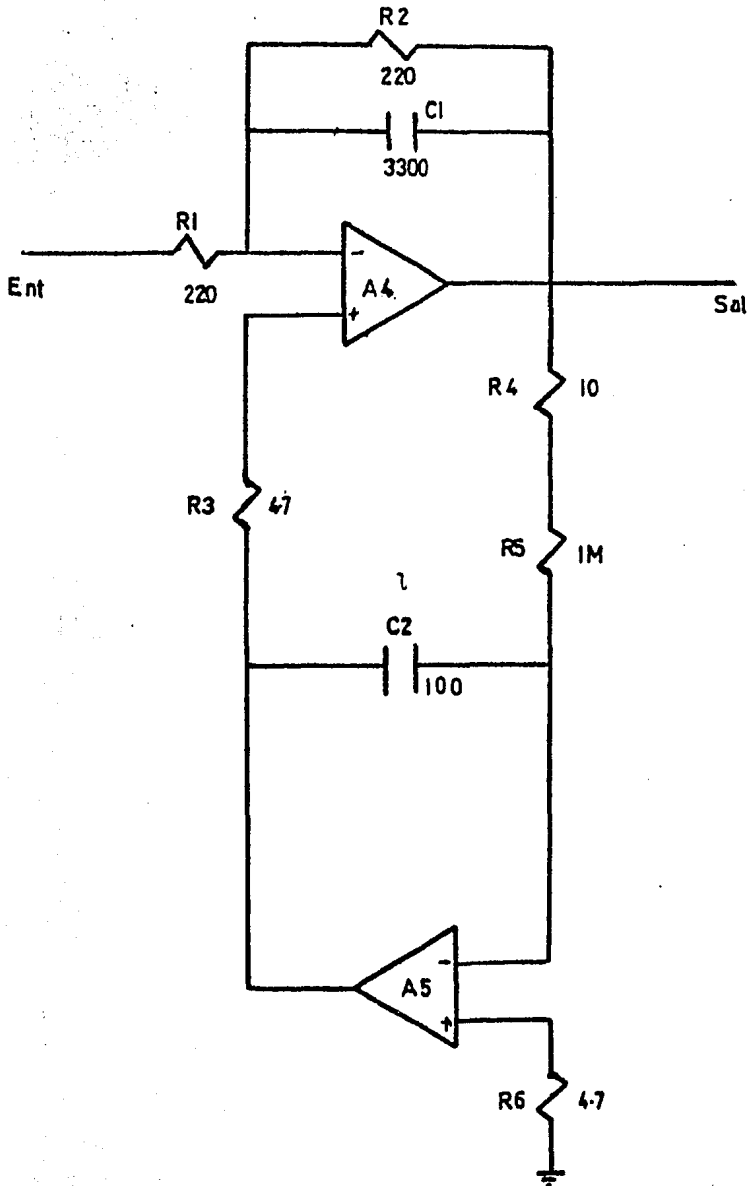


Figura III.4 Circuito compensador de offset, constituido por un filtro pasa bajas de primer orden y un integrador analógico. A4=A5=TL072CN.

Este circuito está constituido por dos etapas. La primera de ellas está formada por A4 en una configuración de filtro activo pasa bajas de primer orden, con las siguientes características de diseño:

$$H(S) = H_0 W_0 / (S + W_0) ; H_0 = -R_2 / R_1 ; W_0 = 1 / R_2 C_1$$

$$\tau(W) = \cos^2 \phi / W_0 \quad \text{donde} \quad \phi = -\text{ang Tg } W / W_0$$

El filtro se calcula para permitir el paso de las frecuencias de interés (0-100 Hz), con una ganancia de 22, con la particularidad de que en lugar de referirlo a tierra, se ha referido a un nivel de voltaje suministrado por un integrador analógico formado por A5, el capacitor C2 se cargará al nivel de corriente directa suministrado por la salida del filtro, brindando a este último una referencia de voltaje igual al nivel de corriente directa que tenga la señal de salida del filtro, formando una red de realimentación en la que cualquier variación en el nivel de corriente directa que haya en la señal del filtro, hará variar la carga de C2 del integrador analógico brindando un nuevo nivel de referencia al filtro, manteniendo así a la señal en una misma línea de base.

III.5 MODULACION Y DEMODULACION.

Cuando se necesita el registro de la señal cardiaca de un paciente por un lapso de varias horas, o cuando es necesario hacer un registro de E C G fuera de la institución

hospitalaria o de la clínica para ser estudiado posteriormente, es indispensable contar con un medio para almacenar las señales fisiológicas que permita guardar esta información en forma práctica y sencilla. Para esto se construyó un circuito de interfase para grabar señales fisiológicas en la escala de FM, por medio de una grabadora de audio convencional (9).

La disponibilidad de circuitos integrados orientados a la modulación en frecuencia y basados en osciladores controlados por voltaje (VCO), brinda una excelente oportunidad para mejorar los diseños anteriores basados en componentes discretas, permitiendo así una reducción en el tamaño y costo del equipo.

A continuación se muestra un diseño que emplea este tipo de circuitos y también se describen detalladamente los procedimientos de calibración, dada la importancia de este concepto en aplicaciones biomédicas.

En la construcción del modulador, figura III.5, se utilizó un circuito integrado VCO tipo LM566CN, cuya frecuencia es proporcional a la amplitud de la señal de entrada.

El funcionamiento del circuito modulador es el siguiente: La señal entra a un seguidor de voltaje de ganancia unitaria, que por su alta impedancia de entrada no perturba a los dispositivos de los que procede, constituido por un AO tipo TL072CN indicado como A6 en la figura III.5. Después de esta etapa, la señal se ajusta en amplitud mediante el

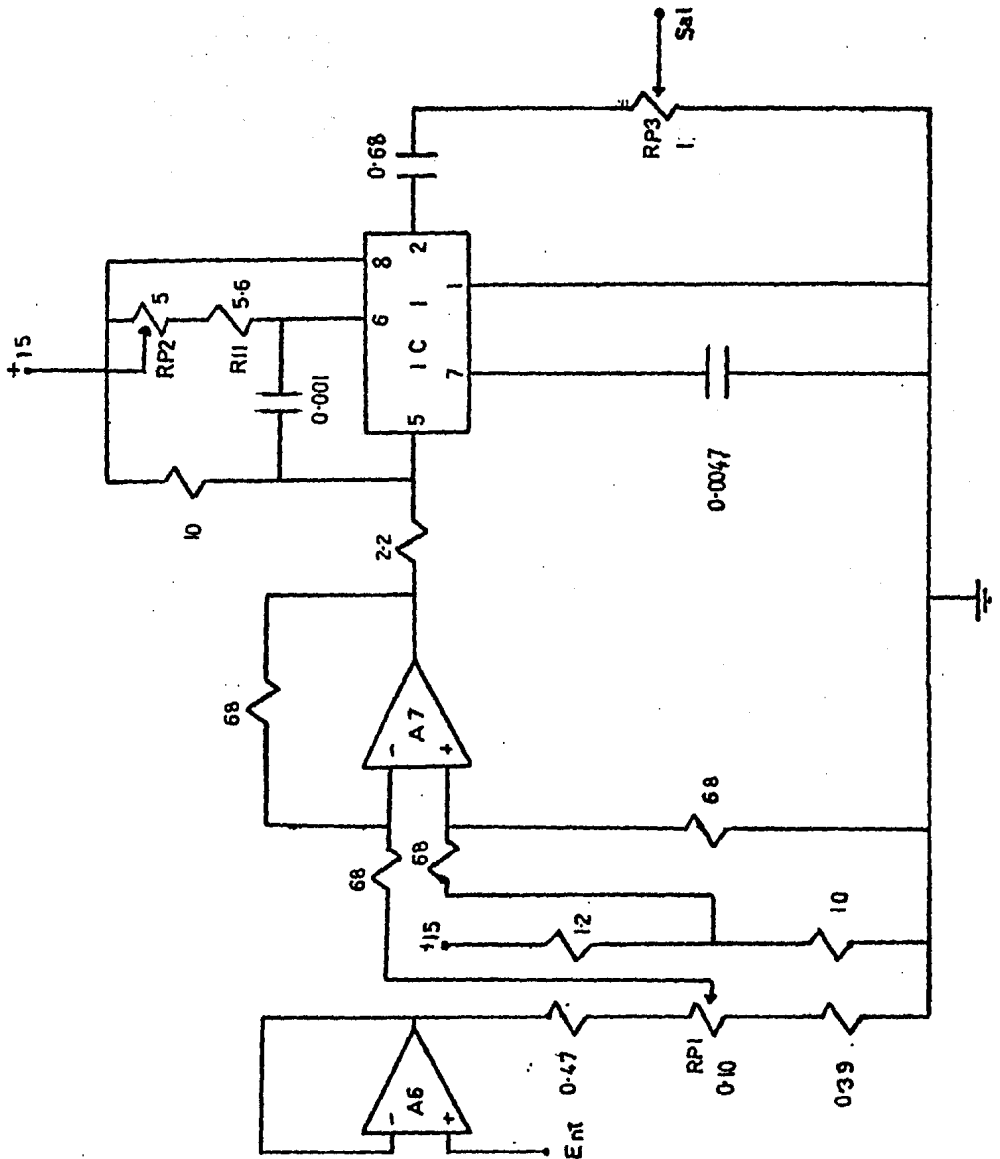


Figura III.5 Circuito de modulación en frecuencia, implementado mediante un seguidor de voltaje, un amplificador diferencial de ganancia variable y un oscilador controlado por voltaje (VCO). A6=A7=TL072CN y IC1=LM566CN.

potenciómetro RP1, tal que una señal de un volts rms, produzca una desviación del 40% de la frecuencia del oscilador respecto a su valor central. Otro AO tipo TL072CN indicado como A7 en la figura III.5, se utiliza para sumar un nivel continuo a la señal y de este, situarla dentro del rango activo para el control del oscilador, indicado como IC1 en la figura III.5.

Debido a que la frecuencia del oscilador es función de la diferencia de potencial entre la entrada de modulación y el voltaje de alimentación, resulta esencial mantenerla constante, para esto el polo positivo de la fuente se introduce a la entrada no inversora del AO (A7 de la figura III.5), de modo que su salida siga los cambios que puedan presentarse en la alimentación.

La frecuencia del oscilador en reposo está dada aproximadamente por:

$$F_c = 2\Delta V/RC$$

Donde ΔV , es la diferencia de potencial entre la entrada de modulación y el voltaje de alimentación; C es la capacitancia del condensador indicado como C2 en la figura III.5 y R está dada por:

$$R = R_{11} + R_{P2}$$

Las diferentes frecuencias centrales del oscilador se obtienen al reemplazar las resistencias de acuerdo a la gráfica que se muestra en la figura III.6, de donde para este caso específico se eligió una frecuencia central de 6.75 K Hz que proporciona una razón señal/ruido de 47 dB, aproximadamente.

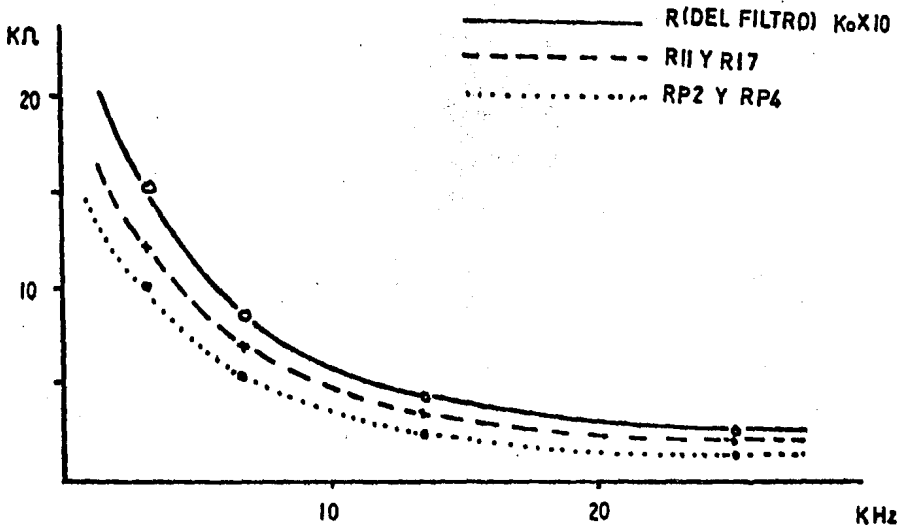


Figura III.6 Gráfica de reemplazo de resistencias para cambiar la frecuencia central de modulación y demodulación.

La señal de salida del VCO se ajusta en amplitud mediante el potenciómetro indicado como RP3 en la figura III.5.

En el diseño del demodulador, figura III.7, se utiliza un circuito integrado restaurador de fase que incluye otro VCO y un detector de fase tipo LM565CN.

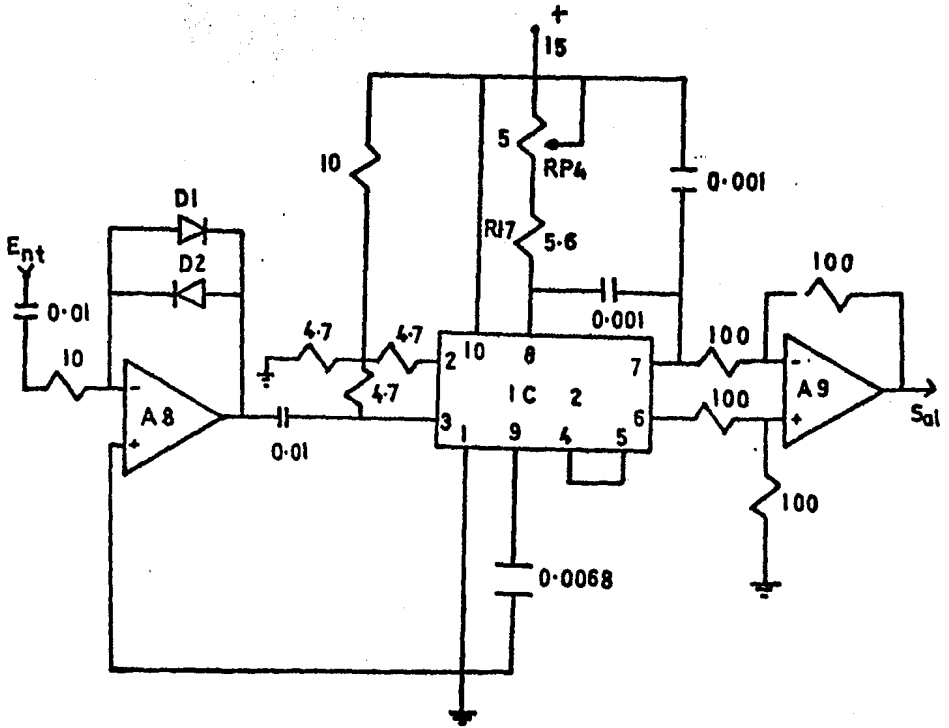


Figura III.7 Circuito de demodulación en frecuencia formado por un limitador de amplitud, un circuito restaurador de fase y un amplificador diferencial de ganancia unitaria.
 A8=A9=TL072CN. IC2=LM565CN.
 D1=D2=1N914.

Las componentes residuales de las frecuencias portadoras a la salida del demodulador, se eliminan en la etapa de filtrado.

El funcionamiento del circuito demodulador es básicamente el siguiente:

La señal de salida del modulador o de la grabadora, entra a un circuito limitador de amplitud constituido por un AO tipo TL072CN indicado como A8 en la figura III.7 y de dos diodos de silicio tipo 1N914.

El circuito demodulador tiene como elemento principal a un restaurador de fase indicado como IC2 en la figura III.7, cuya salida alimenta a un amplificador diferencial de ganancia unitaria constituido por un AO tipo TL072CN indicado como A9 en la figura III.7, este elimina los componentes continuos y residuales de portadoras que escapan del demodulador en modo común.

Los contaminantes asimétricos serán eliminados por la etapa de filtrado, la cual se explicará posteriormente.

La calibración se efectúa en dos fases: En la primer fase se ajusta el modulador y en la segunda fase se utiliza a este para calibrar al demodulador.

Para la primera fase se pone a tierra la entrada del modulador y se monitorea la salida del oscilador cuya frecuencia central (de reposo) se ajusta mediante el potenciómetro RP2.

A continuación, se ajusta la amplitud de la señal del oscilador mediante el potenciómetro RP3, hasta lograr 2 volts pico a pico.

Inmediatamente después se aplica una señal de entrada de 1.414 volts y se ajusta el potenciómetro RP1, hasta que la frecuencia de salida del oscilador suba a 140% de su valor central de reposo.

Para la segunda fase se pone a tierra la entrada del modulador y su salida se alimenta a la entrada del demodulador, luego se monitorea a la salida de la etapa de filtrado y se ajusta a cero su potencial mediante el potenciómetro RP4.

Cualquier corrimiento respecto a cero, así como la ganancia de la señal, se ajustan en la etapa de amplificación como se indica posteriormente.

III.6 OPTOACOPLADOR.

Los optoacopladores (optoisoladores o fotoacopladores), son dispositivos simples formados por una fuente de luz y un fotodetector. Los dos elementos son aislados uno del otro por un aislante transparente y el ensamble está totalmente encerrado en un encapsulado opaco.

La fuente de luz de la mayoría de los optoacopladores, es un diodo emisor de luz infrarroja (IRED), de Arseniuro de Galio (GaAs).

El elemento detector o elemento de salida, puede ser un fototransistor, un fotodarlington, un interruptor bilateral activado por luz o un SCR activado por luz. Para este caso específico, se utilizó un TIL 111 indicado como IC3 en la figura III.8 con un fototransistor como elemento de salida, operando de la siguiente manera:

Las señales son transmitidas entre los dos elementos eléctricamente aislados por medio de una fuente de luz. Ya que los dos elementos no pueden invertir su funcionamiento y siendo que no existen conexiones eléctricas entre ellos la señal pasa a través de estos en una sola dirección.

En la construcción de este equipo, el acoplamiento óptico se utilizó como elemento de aislamiento entre las etapas de modulación y demodulación con el fin de proteger al modulador y los circuitos precedentes a este. Por otro lado si se requiere analizar una señal previamente grabada esta será alimentada directamente al demodulador y el optoacoplamiento evitará que la señal regrese al modulador pudiendolo desajustar o inclusive dañarlo.

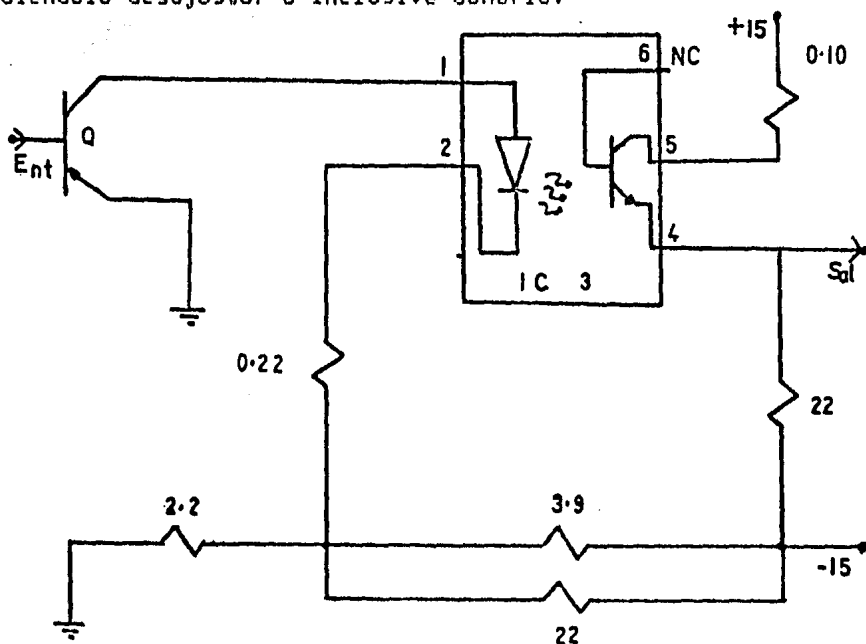


Figura III.8 Circuito de aislamiento entre el modulador y demodulador implementado mediante un acoplamiento óptico.
IC3=TIL111 ; Q5=BC320B.

La configuración que se construyó para utilizar este elemento se muestra en la figura III.8, en donde las variaciones de voltaje y de frecuencia provenientes del modulador harán variar la fuente de luz y estas variaciones serán recibidas por el detector óptico, brindando a su salida una señal que corresponda a la señal de entrada.

III.7 FILTRADO.

En esta etapa se toman en cuenta básicamente dos consideraciones: la interferencia y el ancho de banda.

La interferencia en la señal del ECG se origina principalmente por la línea de corriente alterna, electrodos indebidamente fijados, resequedad en la pasta electrolítica y otros, siendo la interferencia de la línea de corriente alterna la que destaca entre ellas, sin ser su presencia sino sus efectos los que deberán eliminarse. Por ejemplo: si la señal en los electrodos del ECG fuera de 1 milivolt y la tolerancia al ruido estuviera dentro del rango del 1%, es decir 10 microvolts, este valor es ampliamente superado en la práctica y en consecuencia el electrocardiograma es defectuoso. En este caso deberá emplearse un filtro de rechazo de banda ajustado precisamente a los 60 Hz.

Otra de las causas más frecuentes de distorsión en el ECG es el movimiento del paciente. Los pequeños potenciales que acompañan a los movimientos musculares se suman en el ECG.

El tipo de ruido conocido como 'tremor somático', ocurre cuando el paciente está tenso o cuando las condiciones de temperatura ambiental son incómodas; y como consecuencia la señal electrocardíaca es enmascarada casi en su totalidad. La forma de evitar este tipo de distorsión ya se ha mencionado anteriormente.

Debido a que el corazón produce una señal que se repite con cada latido, la frecuencia básica de los componentes de dicha señal están comprendidos entre los 60 y 80 Hz, sin embargo, hay períodos del electrocardiograma durante los cuales la señal cambia muy lentamente, como en el caso de la onda 'P', que corresponde a las bajas frecuencias. El electrocardiograma también contiene algunas señales que cambian abruptamente, como sucede con el complejo 'QRS', cuyos cambios rápidos corresponden a frecuencias superiores a los 100 Hz.

Los electrocardiógrafos empleados en la clínica y hospitales, se diseñan dentro de las frecuencias de importancia clínica, comprendidas entre los 0.2 y los 100 Hz (7); por lo tanto, para el modelo clínico, la frecuencia superior deberá estar limitada mediante un filtro 'pasa bajas', con una frecuencia de corte en los 100 Hz, esto también permite eliminar las componentes residuales de las frecuencias portadoras introducidas en la etapa de modulación y que se fugan del demodulador en modo común.

Dadas las consideraciones necesarias que son requeridas en el diseño de este tipo de instrumental, se han elegido filtros activos, los cuales tienen su campo de aplicación en

bajas frecuencias, donde los filtros pasivos RLC, presentan grandes inconvenientes prácticos; ya que cuando más baja es la frecuencia, más grandes y deficientes son los inductores y los filtros que utilizan exclusivamente resistencias y capacitores, ofrecen características pobres de filtrado que no son aceptables en muchas aplicaciones.

Otras ventajas de los filtros activos son:

1) Tamaño reducido.- Debido al empleo de AO integrados, se reducen las dimensiones del circuito, siendo los capacitores (de mayor tamaño a menor frecuencia) los que generalmente fijan el tamaño del dispositivo.

2) Propiedad aislante del operacional.- Que permite la realización de filtros de cualquier orden, simplemente conectando en cascada etapas de primer y segundo orden; además cada etapa puede ser ajustada por separado.

3) Ganancia en la banda de paso.- Además de proveer rechazo para las frecuencias no deseadas, amplifica las señales cuya frecuencia se encuentra en la banda de paso del filtro.

4) Costo reducido.- Si la frecuencia no es muy baja, el costo del filtro es determinado por el operacional.

Las desventajas que presentan los filtros activos, se mencionan a continuación:

1) Las señales están referidas a tierra.- Lo cual no permite que el filtro pueda 'flotar' con respecto a la fuente de alimentación del sistema.

2) Voltaje limitado.- Los voltajes máximos de operación

los fijan las fuentes de alimentación del operacional.

3) Potencia limitada.- La potencia del filtro también la fija el operacional y está restringida generalmente a menos de un watt (para AO convencionales).

4) Son adecuados solo para bajas frecuencias.

Como podemos observar, estas desventajas no afectan en el desarrollo del equipo; ya que, no se requiere de filtros flotantes y tampoco se necesitan grandes requerimientos de voltaje y potencia; por lo que este tipo de filtro es el más adecuado para esta aplicación.

III.7.1 FILTRO RECHAZO DE BANDA DE 60 HZ.

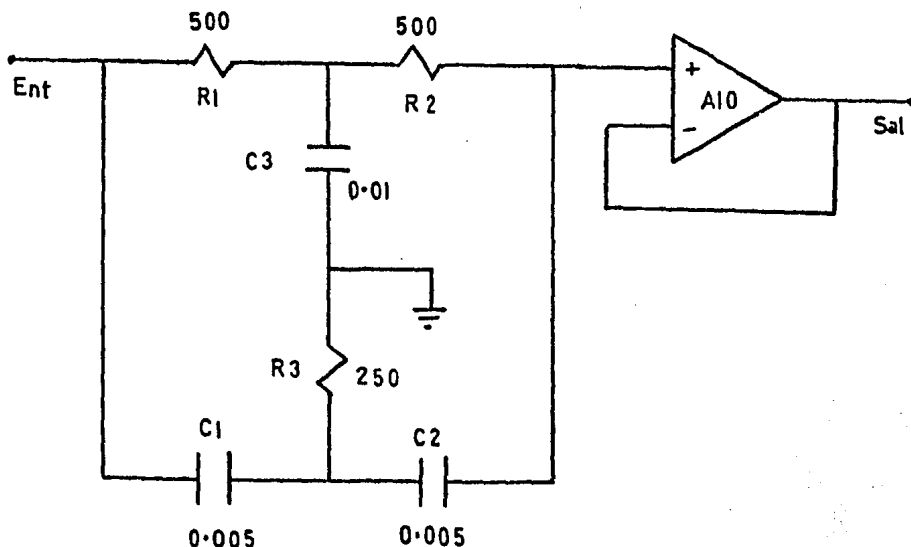


Figura III.9 Filtro doble 'T' de rechazo de banda angosta centrada en 60 Hz. AO10=T1072CN

El circuito de la figura III.9, corresponde a un filtro activo 'rechazo de banda', el cual está formado por dos

secciones en 'T', diseñado a una frecuencia de esquina centrada en los 60 Hz(10).

El objetivo de este circuito es el de reducir la presencia de la interferencia debida a la línea de corriente alterna. La atenuación a los 60 Hz fué de 40 dB. cuando los elementos de dicho filtro se ajustaron correctamente. La gráfica que se presenta en la figura III.10, muestra la característica de la respuesta en frecuencia de dicho filtro.

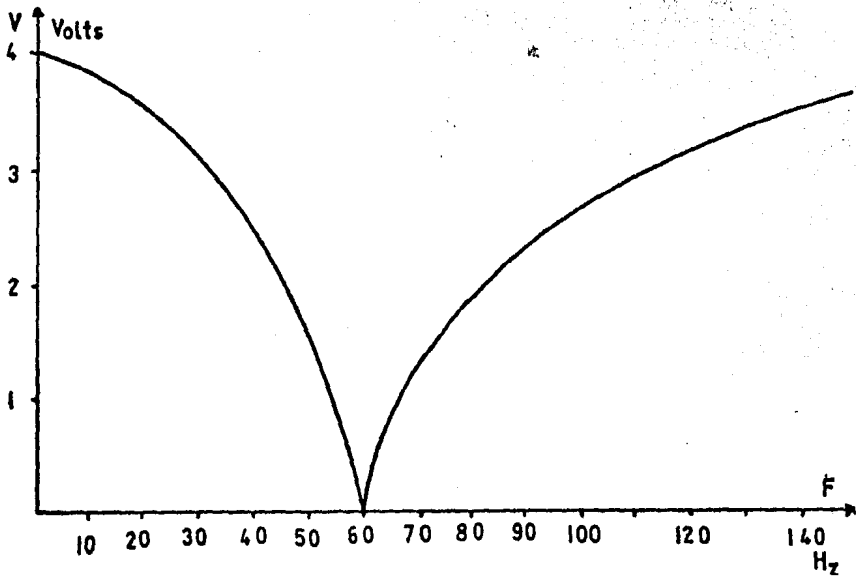


Figura III.10 Gráfica de comportamiento de la respuesta en frecuencia del filtro doble 'T' de rechazo de banda, con una frecuencia central de 60 Hz.

El cálculo de los elementos para el filtro, es en base a la ecuación:

$$F_c = 1/2\pi RC$$

Los valores calculados para los elementos del circuito, se obtuvieron fijando como parámetros a la frecuencia (F_c) y al elemento C .

Por lo tanto, haciendo $C=C_1=C_2=C_3/2=0.005\mu F$ y $F_c=60$ Hz y sustituyendo en la ecuación anterior, se tiene que:

$$R=1/2\pi F_c C \qquad R=R_1=R_2=2R_3=500K\Omega$$

Para obtener resultados más precisos, se recomienda emplear resistencias de precisión, con el objeto de controlar la eficiencia del filtro.

III.7.2 FILTRO PASA BAJAS DE 100 HZ.

Con el objeto de permitir el paso de las frecuencias correspondientes a la señal electrocardíaca evitando el ruido de alta frecuencia, así como los contaminantes asimétricos y las componentes residuales de las frecuencias portadoras provenientes de la salida del demodulador, se diseñó un filtro "pasa bajas" de cuarto orden, con frecuencia de corte de 100 Hz, en dos etapas de 2 orden en cascada, cuya configuración se muestra en la figura III.11.

El diseño del filtro se hizo bajo las siguientes condiciones:

Dados H_o , K y $\omega_o=2 F_o$ se calculan los valores de las resistencias mediante las siguientes ecuaciones:

$$R_4 = \frac{\alpha}{2H_oCK} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4(H_o+1)K/\alpha^2} \right) \quad ; \quad R_1 = R_4/H_o$$

$$R_3 = 1/\omega_o^2 C^2 R_4 K \quad ; \quad C_5 = KC$$

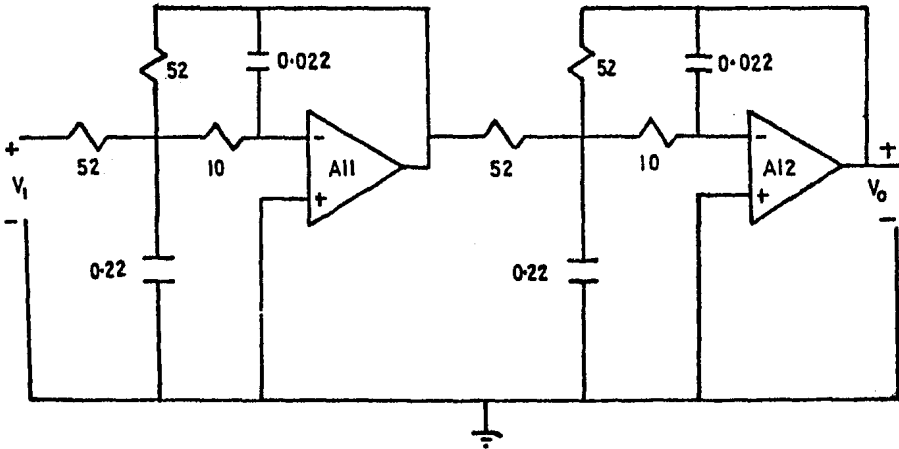


Figura III.11 Filtro activo pasa bajas con una frecuencia de corte de 100 Hz. A11=A12=TL072CN.

Haciendo $H_0=1$, $\alpha=1$, $K=0.1$, $\omega_0 = 2\pi \times 100 = 628.32$ y $C=0.22$ μF ; se obtuvieron los siguientes valores de resistencias: $R_4=R_1=52\text{K}\Omega$; $R_3=10\text{K}\Omega$ y $C_5=0.022$ μF .

La gráfica de la figura III.12 muestra la respuesta en frecuencia de dicho filtro.

Al igual que en el filtro "supresor de banda", se recomienda la utilización de componentes preajustables para adquirir una mayor precisión en el funcionamiento del filtro.

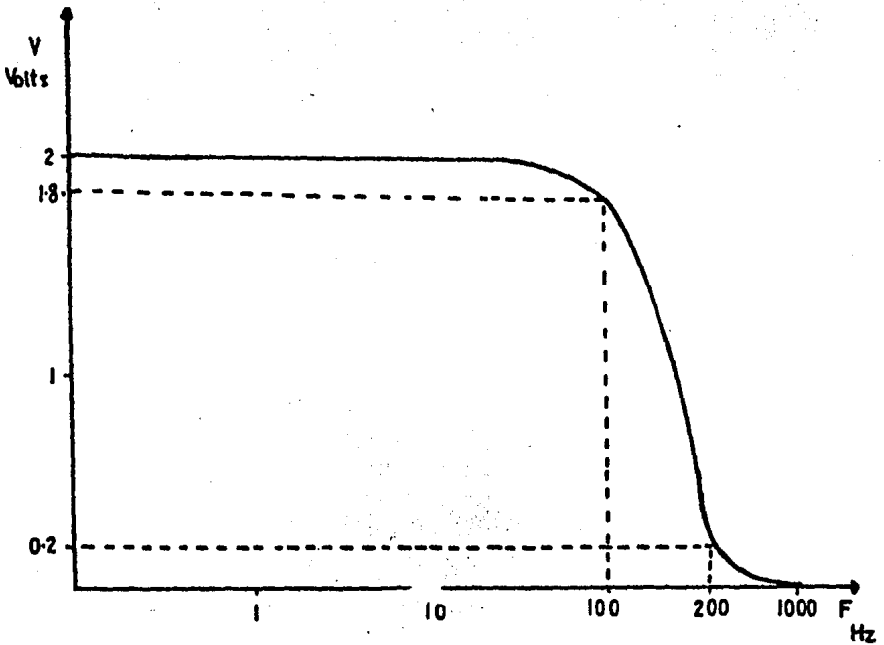


Figura III.12 Gráfica del comportamiento de la respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas con frecuencia de corte de 100 Hz.

III.8 AMPLIFICACION

Con el fin de proveer una señal de amplitud adecuada al registro de salida, se necesita implementar un dispositivo amplificador, en este caso se diseñó en dos etapas: La primera, está constituida por un AO tipo TL072CN indicado como A13 en la figura III.13, en una configuración inverso-

ra, con lo cual se eliminan los componentes continuos de la señal introducidos en la etapas de demodulación y filtrado mediante el potenciómetro RP6, para obtener una señal de la misma amplitud que la alimentada al modulador. La segunda etapa, está constituida por un A O tipo TL072CN, indicado como A14 en la figura III.13, en una configuración inversora en la cual es sustraída la señal de referencia de cero introducida durante la modulación.

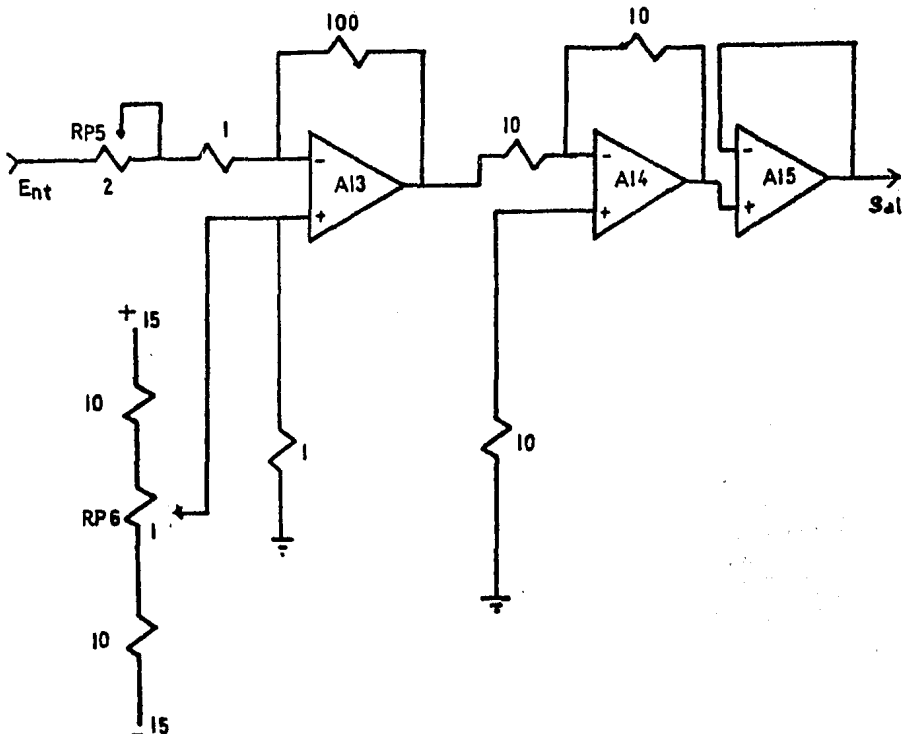


Figura III.13 Circuito de amplificación formado por un eliminador de componentes continuos y ganancia ajustable, un amplificador diferencial con ganancia de 100 y un desacoplador de impedancias. A13=A14=A15=TL072CN.

Por último, se incluyó un desacoplador de impedancias a la salida del ECG, constituido por un AD tipo TL072CN indicado como A15 en la figura III.13, con la configuración anterior.

El diagrama general de los circuitos aquí descritos se muestra en la figura III.13

III.9 SECCION DIGITAL.

Para obtener un diagnóstico adecuado de los estados patológicos del corazón, el pulso debe ser cuantificado en una medida de tiempo base, siendo por regla general el minuto; dado que la frecuencia cardiaca está comprendida en un rango de 40 a 300 p.p.m., el cardiotaquímetro construido debe considerar esta característica por lo que requiere de un desplegado de tres dígitos.

El instrumento que aquí se presenta se ha construido para tomar lecturas cada segundo que es una característica muy importante que incluyen los equipos actuales con lo cual aumentan considerablemente su eficiencia.

En el diagrama de bloques de la figura III.14, se muestran las diferentes etapas e interconexiones de estas, las cuales serán explicadas a continuación.

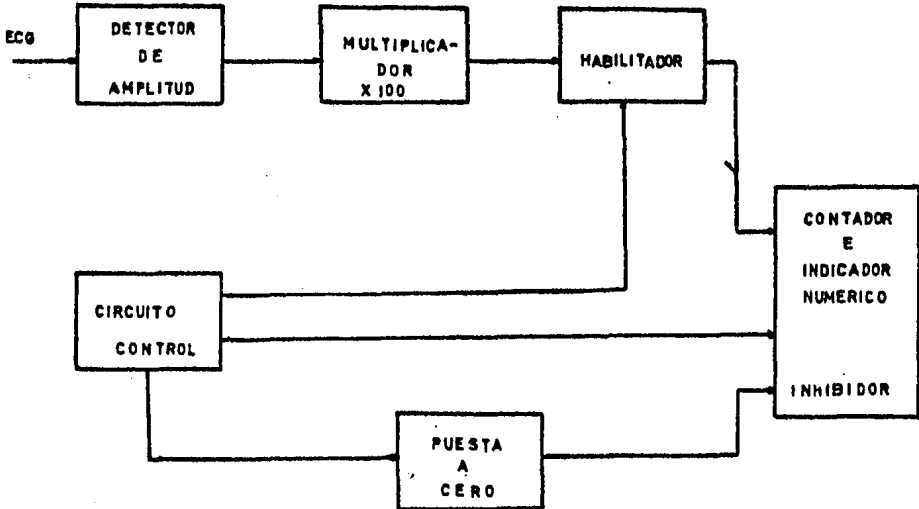


Figura III.14 Diagrama de bloques del cardiotaquímetro en el que se muestran las diferentes etapas que lo integran.

III.10 DETECTOR DE AMPLITUD.

La señal amplificada y filtrada proveniente del ECG llega a esta sección con el propósito de ser contada en forma binaria; para hacer esto, la señal debe pasar previamente por un dispositivo que opere como detector de amplitud, el cual se muestra en la figura III.15 y cuyo funcionamiento es el siguiente (11).

La señal del ECG se alimenta a un seguidor rectificador, dejando pasar únicamente las ondas positivas de la

señal electrocardíaca; el capacitor 'C', se cargará al valor máximo de voltaje que corresponde a la onda 'R', el tiempo de duración del ciclo de descarga, está dado por la constante τ , que está dada por la relación:

$$\tau = (R1+R2)C$$

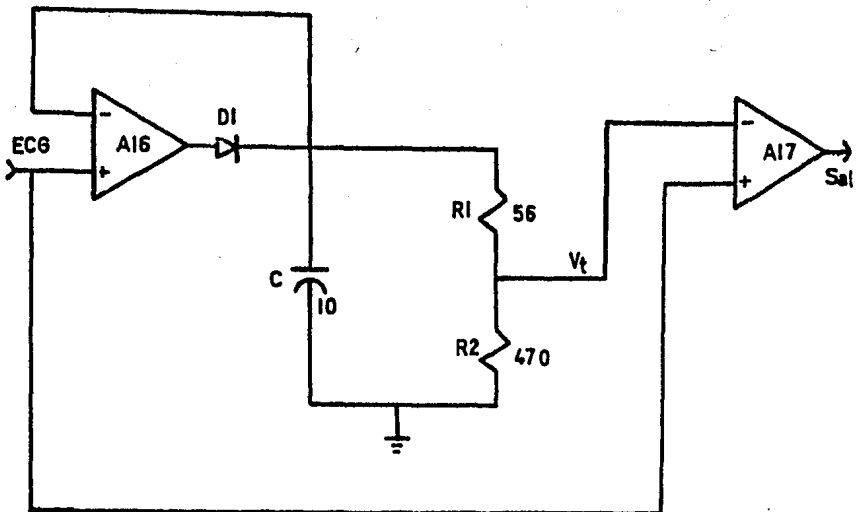


Figura III.15 Circuito detector de amplitud implementado mediante un detector de pico y un comparador de voltaje.
A16=A17=TL072CN. D1=1N4148.

Que al evaluarse para los valores mostrados en la figura III.15, se obtiene un tiempo de descarga de 5 segundos aproximadamente; sin embargo, el capacitor 'C', será cargado por cada pulso del ECG los cuales se presentan en un tiempo un poco menor a un segundo, manteniendo así un voltaje de carga (V_p) aproximadamente constante. EL voltaje de referencia

(V_t) está dado por la relación:

$$V_t = (R_2 / (R_1 + R_2)) V_p$$

El valor del voltaje V_t es de un 90% del voltaje V_p aproximadamente. Este nivel de referencia V_t y la señal del ECG, se alimentan a un comparador de voltaje, el cual es polarizado con 0 y 5 volts para obtener a su salida pulsos TTL correspondientes al pico de la onda 'R', que son compatibles con la sección digital. En la gráfica de la figura III.16 se observa el comportamiento de este circuito.

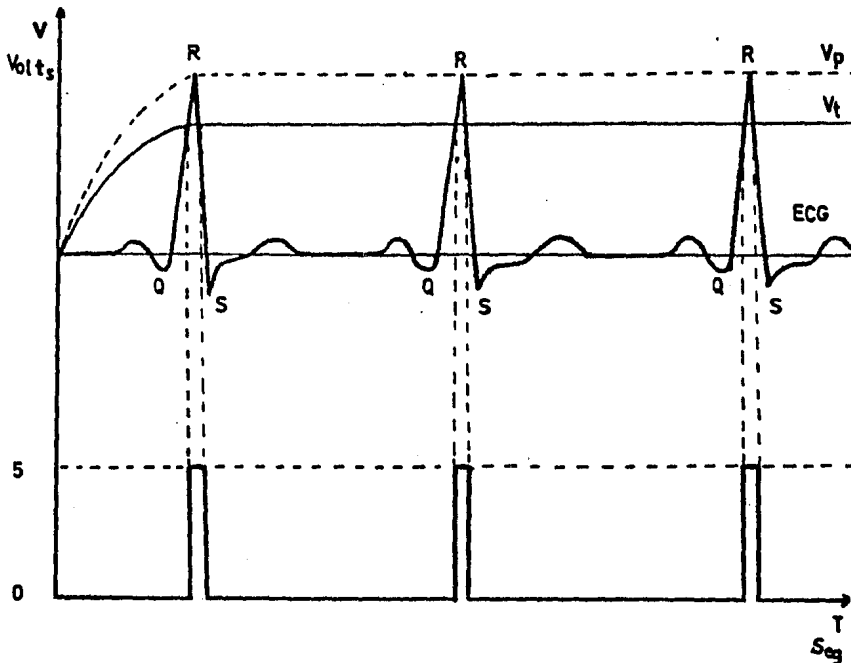


Figura III.16 Gráfica de comportamiento del circuito detector de amplitud. En la parte superior se muestra la onda típica registrada por el ECG y en la parte inferior se muestran los pulsos de salida del detector correspondientes a la onda 'R' del ECG.

Es importante hacer notar que la señal proveniente del ECG deberá llegar a esta sección altamente libre de ruido, ya que cualquier señal que sobrepase el voltaje de referencia (V_t) será cuantificada como un pulso cardíaco, trayendo como consecuencia lecturas erróneas a la salida del cardiotacómetro.

III.11 MULTIPLICADOR.

Como se había mencionado con anterioridad, el cardiotacómetro permite registrar el número de latidos del corazón a intervalos de un segundo, lograndose en esta forma lecturas más rápidas. Para lograr este efecto es necesario generar un tren de 100 pulsos por cada uno de los provenientes del circuito detector de amplitud, este incremento de frecuencia es realizado mediante un circuito multiplicador de pulsos digitales implementado mediante un circuito PLL tipo MC 14046B y un circuito contador BCD tipo MC 14518B (12) cuyo diagrama de bloques se muestra en la figura III.17.

El efecto multiplicador se logra de la siguiente manera. Los pulsos provenientes del circuito detector de amplitud con frecuencia F_1 , alimentan al comparador de fase PC2 del circuito PLL, el cual funciona con los flancos ascendentes de las señales de entrada, brindando a su salida un escalón cuya amplitud es directamente proporcional a la frecuencia de sus entradas; este escalón alimenta a un filtro externo pasa bajas mostrado en la figura III.17.

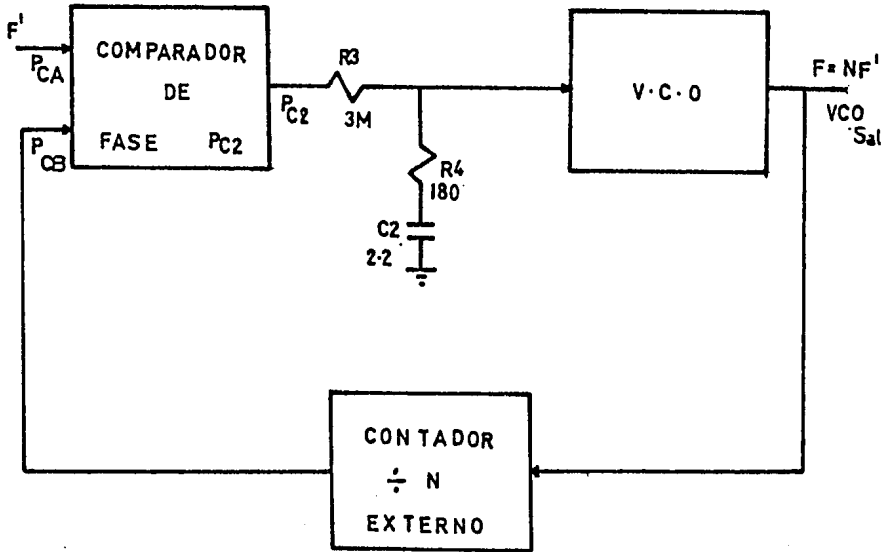


Figura III.17 Diagrama de bloques del circuito multiplicador construido con base en un circuito contador BCD (MC14518B) y un circuito PLL (MC14046B) así como un filtro externo pasa bajas requerido en el circuito multiplicador.

Este filtro promedia la señal brindando un nivel de voltaje al circuito VCO del circuito PLL; las ecuaciones de diseño de este filtro son:

$$R4C2 = (6N/F_{\max}) - (N/2 \pi F)$$

$$(R3 + 3000\Omega)C2 = (100 \Delta F / F_{\max}^2) - R4C2$$

$$\Delta F = F_{\max} - F_{\min}$$

Donde N es el factor de multiplicación, y es igual a 100, $F_{min.}$ y $F_{max.}$ están dadas por:

$$F_{min.} = 1/R_2(C_1 + 32pF) ; F_{max.} = 1/R_1(C_1 + 32pF) + F_{min.}$$

Estas frecuencias $F_{min.}$ y $F_{max.}$, determinan el rango de oscilación del circuito VCO que para este caso en particular es de 0-1500 Hz, dados los valores tenemos que:

$$R_2 = 0, R_1 = 68K\Omega \text{ y } C_1 = 0.01\mu F.$$

Para los calculos del filtro se fija el valor del capacitor C_2 igual a $2.2 \mu F$, con lo que se obtiene $R_3 = 3M\Omega$ y $R_4 = 180K\Omega$.

El tren de pulsos generado por el circuito VCO, se contabiliza por un circuito contador BCD, que brinda un pulso de referencia por cada 100 pulsos del VCO al comparador de fase PC2, obteniendo de esta manera una red retroalimentada que encadena la información de entrada y salida de tal forma que si hay un cambio en la frecuencia cardiaca, el nivel de voltaje de entrada del VCO se ajustará para tener siempre un tren de 100 pulsos por cada período de la señal. El circuito multiplicador implementado se muestra en la figura III.18.

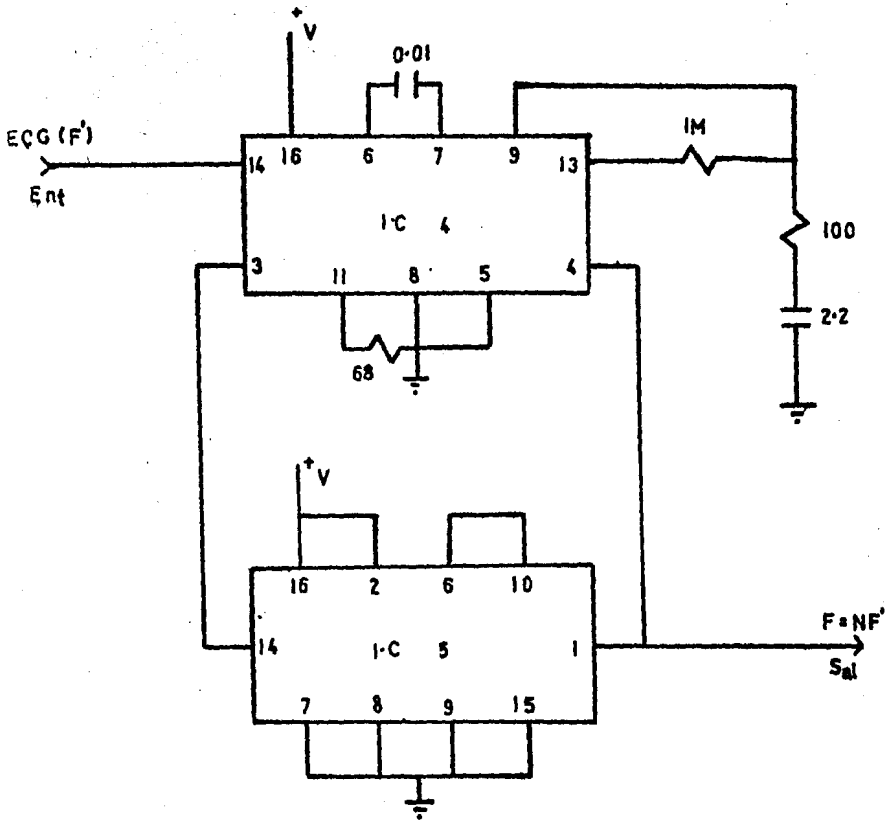


Figura III.18 Diagrama de conexiones del circuito multiplicador construido con base en un circuito PLL y un circuito contador decodificado en binario. IC4=MC14046B ; IC5=MC14518B.

III.12 CONTROL DIGITAL DE TIEMPO.

La necesidad de generar periodos de un segundo que controlen la entrada, almacenamiento de datos, borrar la

información anterior al contador, y que esto sea realizado en forma sincrónica y continua, fué resuelto con un sistema de control digital de tiempo.

El circuito de control realiza las siguientes funciones en el orden que se muestra a continuación:

- 1) Genera un periodo de un segundo.
- 2) Transcurrido dicho tiempo, inhibe al contador.
- 3) Registra y muestra la lectura final.
- 4) Al finalizar el registro, envía la señal de borrado y desconecta la inhibición de los contadores.

A continuación se detallan cada una de las partes que integran este sistema y su función dentro de los requerimientos de control.

III.12.1. CIRCUITO DE RELOJ.

La necesidad de generar pulsos con una frecuencia de 1 Hz fué resuelto mediante un oscilador implementado con dos compuertas NAND tipo D4011BC indicadas como 1C6 cuya configuración se muestra en la figura III.19, en donde la frecuencia de oscilación está dada por la relación: $F = RC/2.2$.

Como se requiere una frecuencia de 1 Hz se fija el valor del condensador $C = 0.47 \mu F$ obteniéndose un valor de resistencia $R = 4.7 M \Omega$

En el diseño de este dispositivo se utilizó una resistencia de precisión, con el objeto de ajustar la frecuencia exactamente a 1 Hz.

III.12.2 CONTROL DIGITAL.

La salida del oscilador, fué conectada a un circuito monoestable tipo SN74221, el cual proporcionará un pulso cuya función será la de poner a cero (resetear) al contador encargado de contabilizar la información final, así como la de alimentar a un segundo monoestable tipo SN74221, el cual se encargará de generar un pulso con un tiempo de subida de 0.6 seg. que se obtiene en la salida Q y se alimentará a una compuerta AND de dos entradas (MM74C08M), a la que por otro lado, le llega la información proveniente del circuito multiplicador; de tal forma que deje pasar solamente el 60% del tren de pulsos generado en el multiplicador. Así por ejemplo, si el pulso de entrada del multiplicador es de 1 Hz, este generará a su salida un tren de pulsos de 100 Hz, y la compuerta AND sólo dejará pasar 60 pulsos los cuales posteriormente serán contabilizados y mostrados en el desplegado luminoso, el cual dará la lectura de 60 p.p.m. que corresponde a una frecuencia de 1 Hz, por otra parte la salida \bar{Q} de este monoestable, se encargará de borrar la información existente en el desplegado luminoso.

Los circuitos que aquí se describen se muestran en la figura III.19.

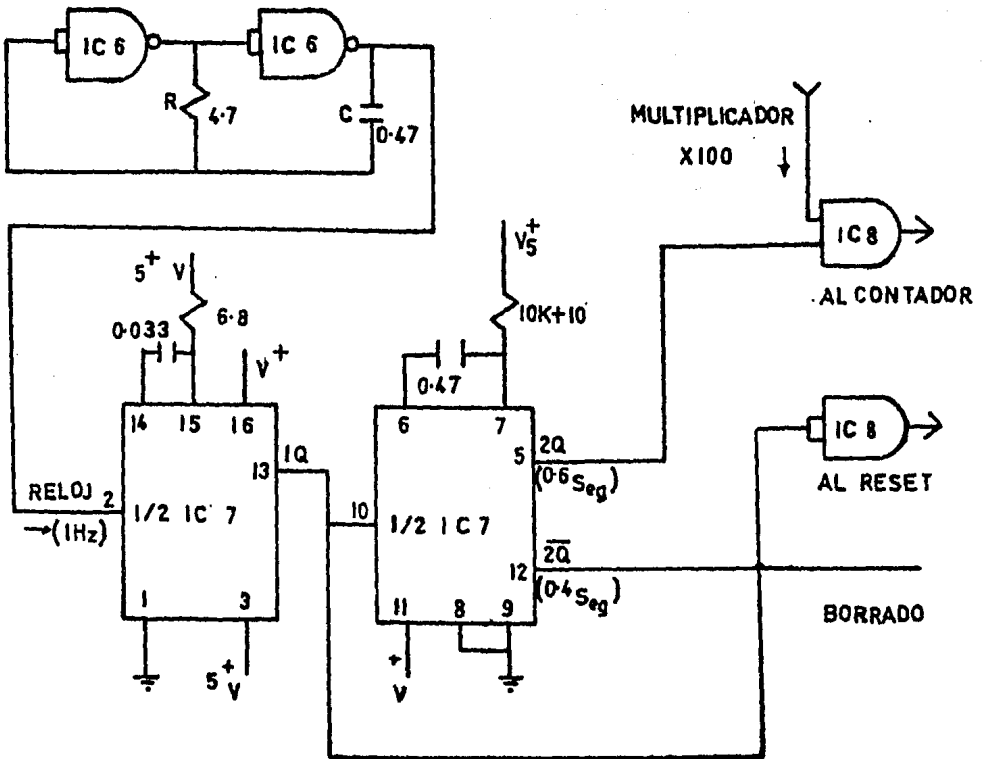


Figura III.19 Diagrama del sistema de control digital implementado con dos compuertas NAND (D4011BC); dos circuitos monoestables (SN74221) y dos compuertas AND (MH74L08)

III.13 CONTADOR E INDICADOR NUMERICO.

La información procesada en los dispositivos anteriores, llega a esta sección para ser cuantificada y mostrada en forma digital, para lo cual se utilizan tres contadores en cascada decodificados en binario tipo MC145188, los cuales contabilizan la información proveniente del circuito multiplicador, y esta será decodificada mediante decodificadores BCD tipo MC145118, que accesarán tres dígitos luminosos de 7 segmentos cada uno del tipo TIL317, los cuales son de fácil lectura debido al tamaño de cada unidad. El diagrama de conexiones de los contadores, decodificadores y dígitos luminosos (display), se muestran en la figura III.20.

La figura III.21 muestra el diagrama de los módulos del instrumental construido en su totalidad.

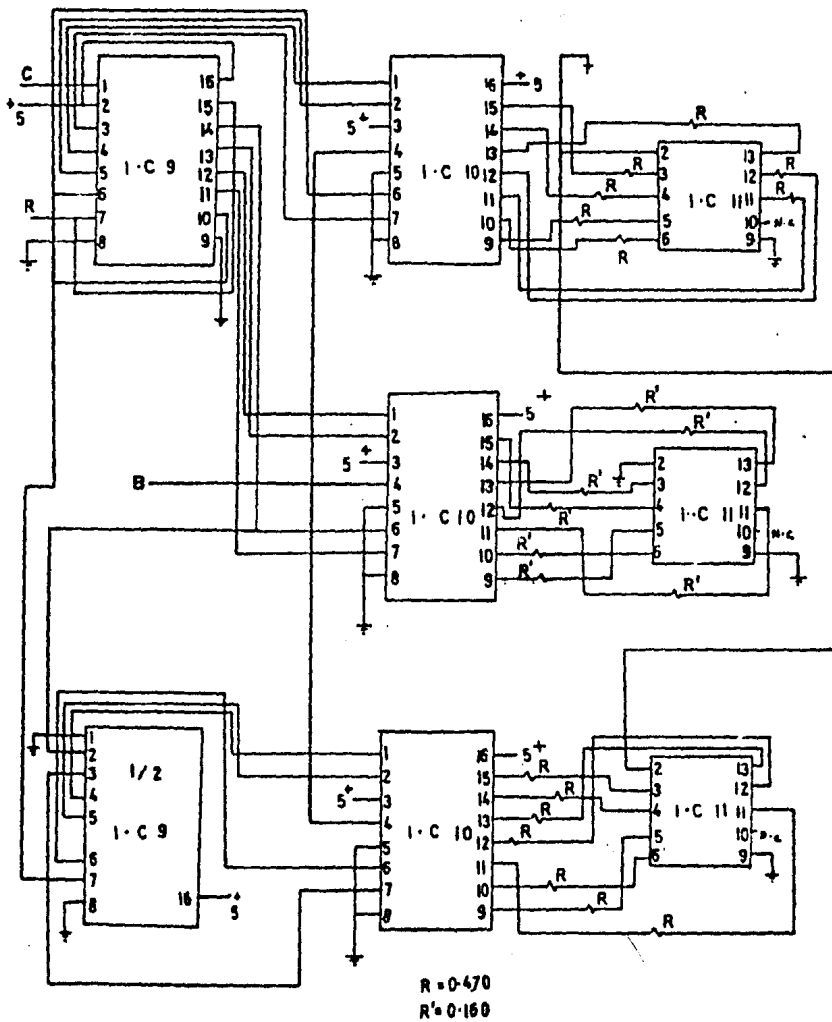
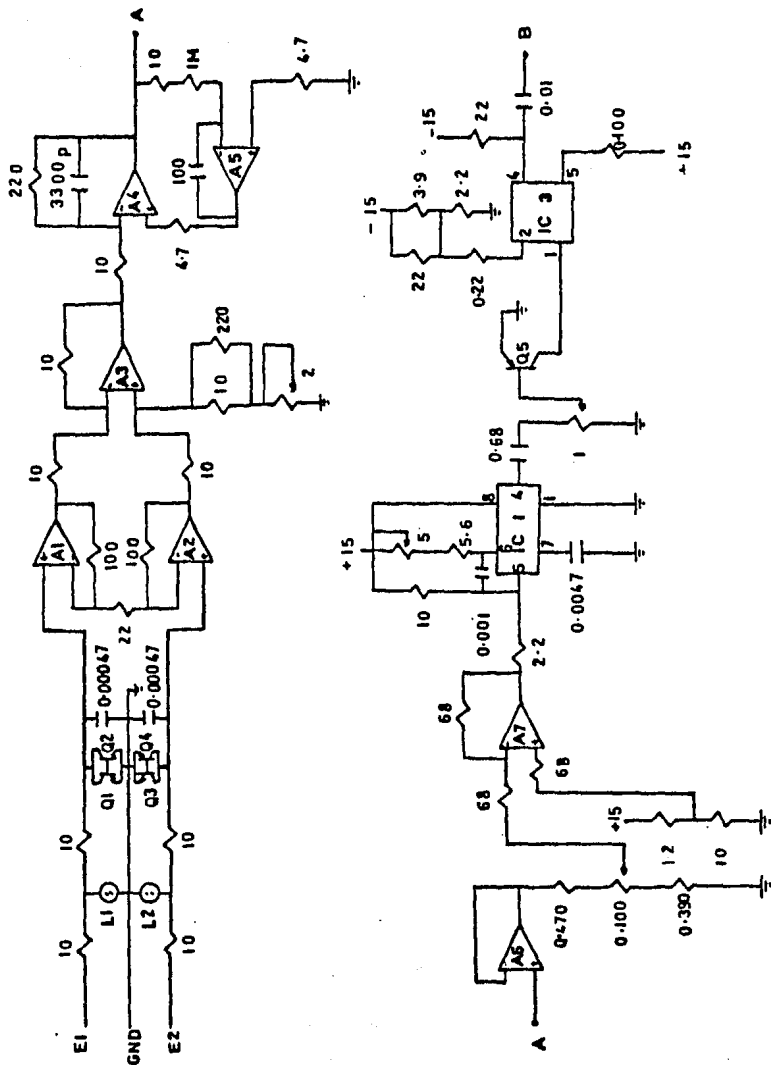
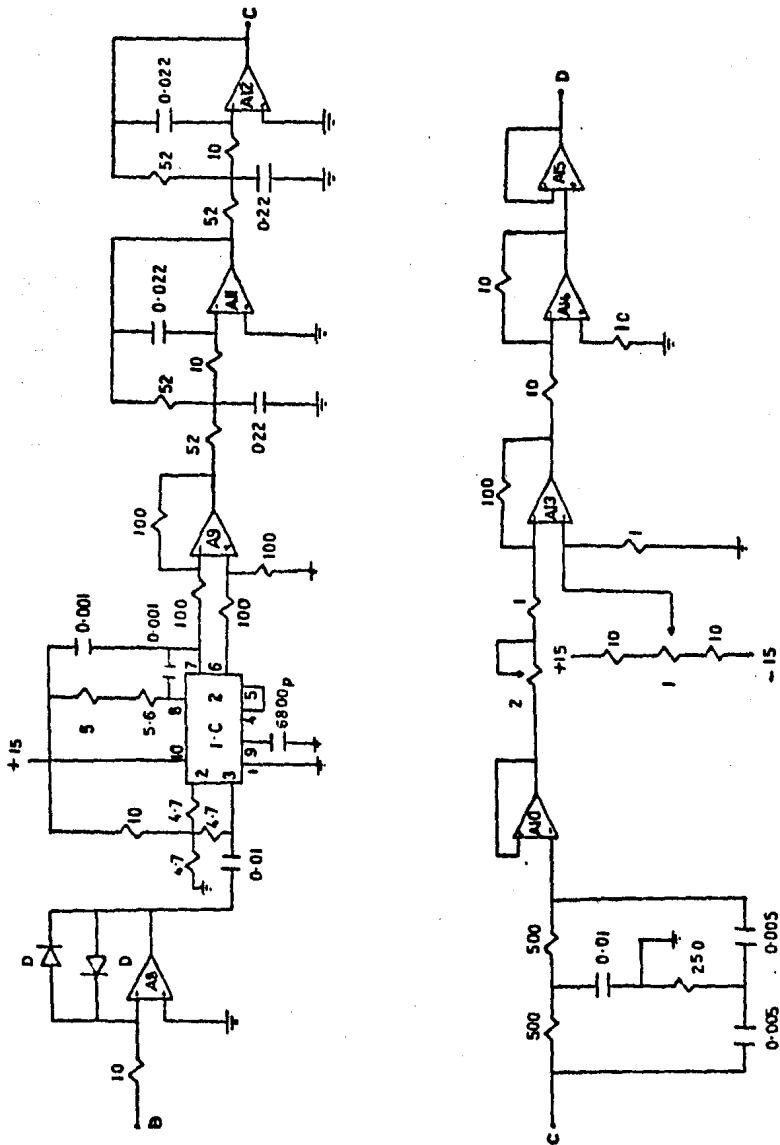


Figura III.20 Diagrama de interconexiones del contador y desplegado luminoso (display) integrado por 3 contadores decodificados en binario, 3 decodificadores BCD y 3 dígitos luminosos de 7 segmentos.
 I.C.9=MC145188 ; I.C.10=MC14511B ;
 I.C.11=TIL317.



MODULO PREAMPLIFICADOR Y MODULADOR

Figura III.21 Diagrama general del instrumental construido formado por tres modulos que integran al electrocardiografo y al cardiotacómetro.



MODULO DEMODULADOR Y AMPLIFICADOR

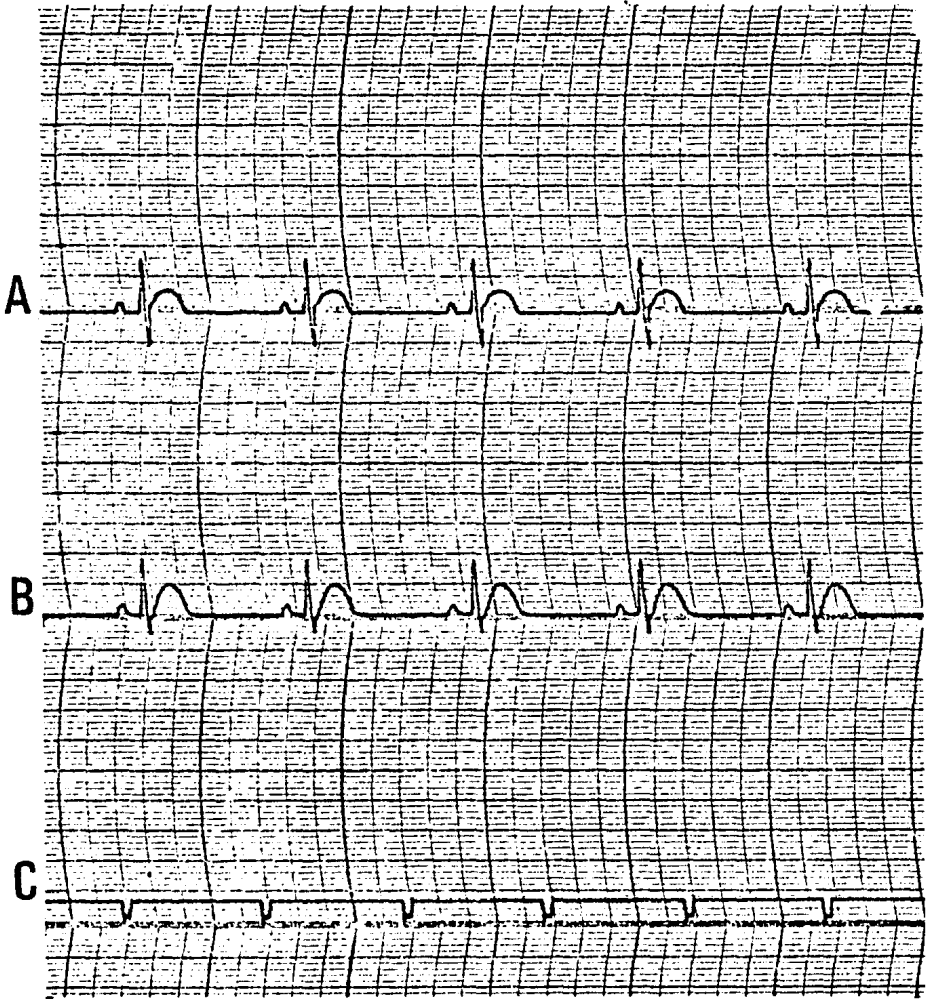
PRUEBAS Y RESULTADOS

Para poder evaluar el funcionamiento del equipo desarrollado, se realizaron registros electrocardiográficos del prototipo construido en paralelo con un equipo comercial marca NARCO (Physiograph Four), utilizando una entrada generada por un simulador de ECG, bajo las siguientes condiciones de prueba:

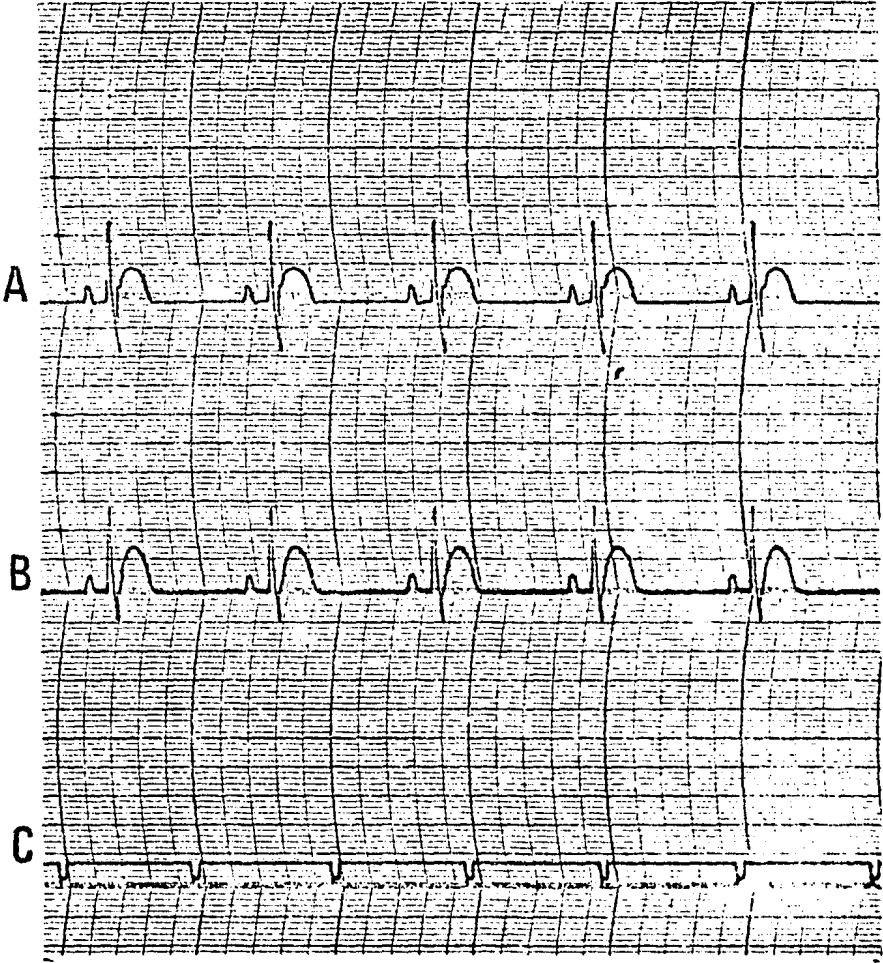
Constante de tiempo	3.2 Seg.
Filtrado	10 KHz.
Velocidad de Barrido	2.5 Cm/Seg.
Calibración	1 mV/Cm.
Derivaciones	Bipolares I, II y III
ECG	Normal, Taquicardia y Arritmia.

Obteniendo los siguientes resultados.

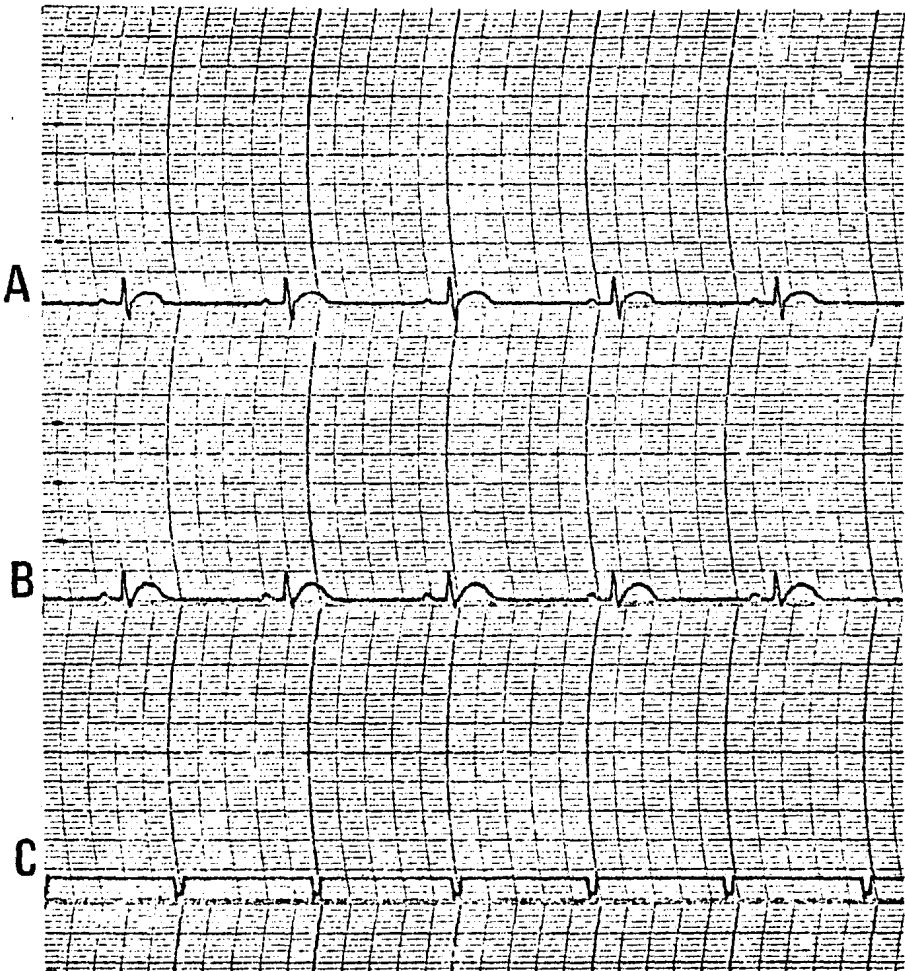
Nota: En todas las pruebas presentadas, el registro A fue realizado mediante el equipo comercial, el registro B fue realizado mediante el prototipo construido y el registro C indica pulsos por segundo. La amplitud es de 1 mV/cm.



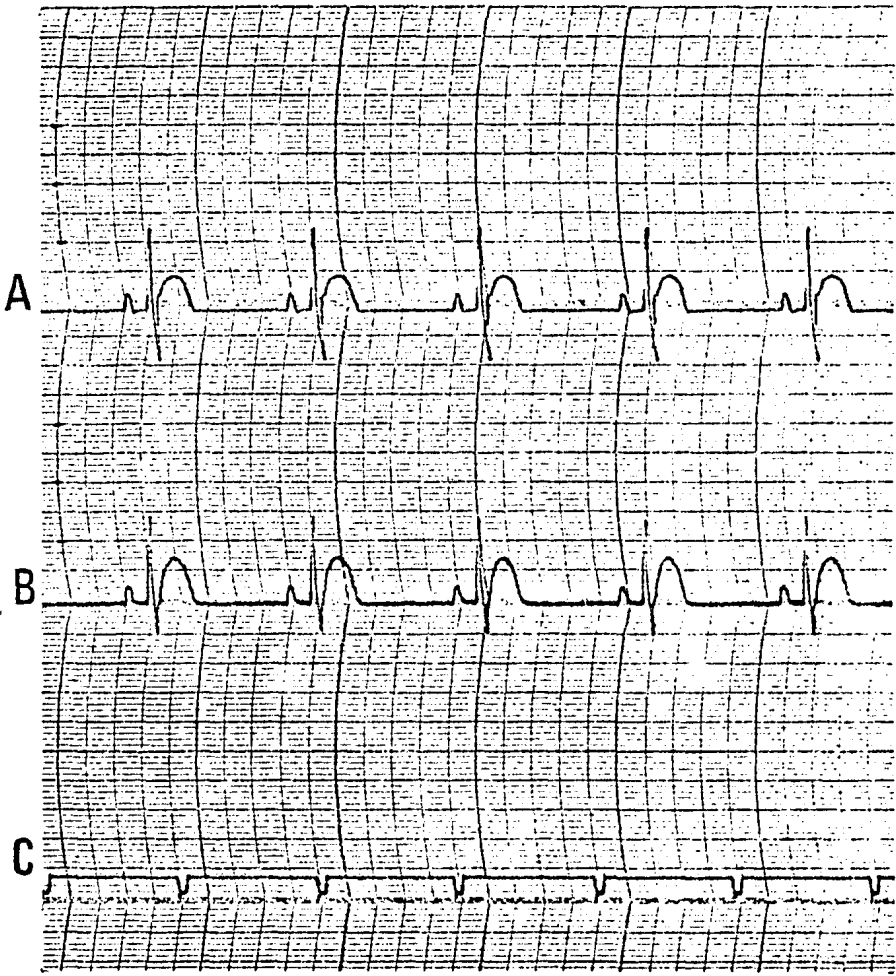
DERIVACION BIPOLAR I. 1mV/cm.



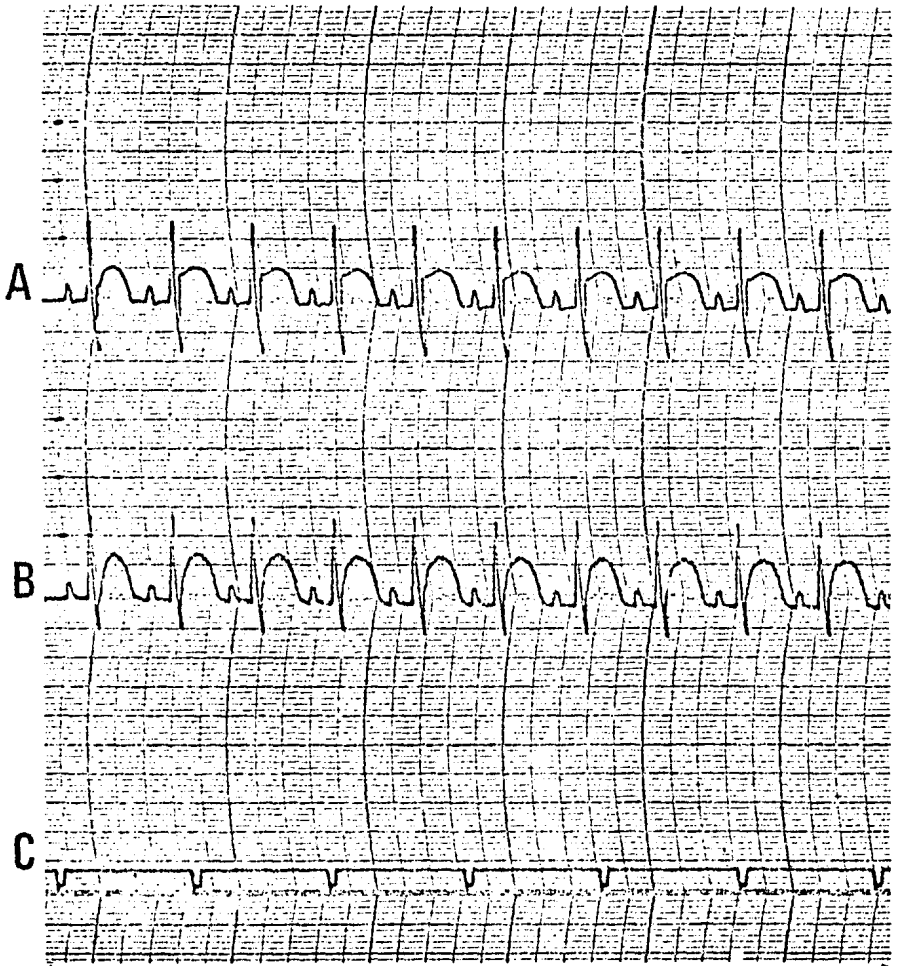
DERIVACION BIPOLAR II. 1 mV/cm.



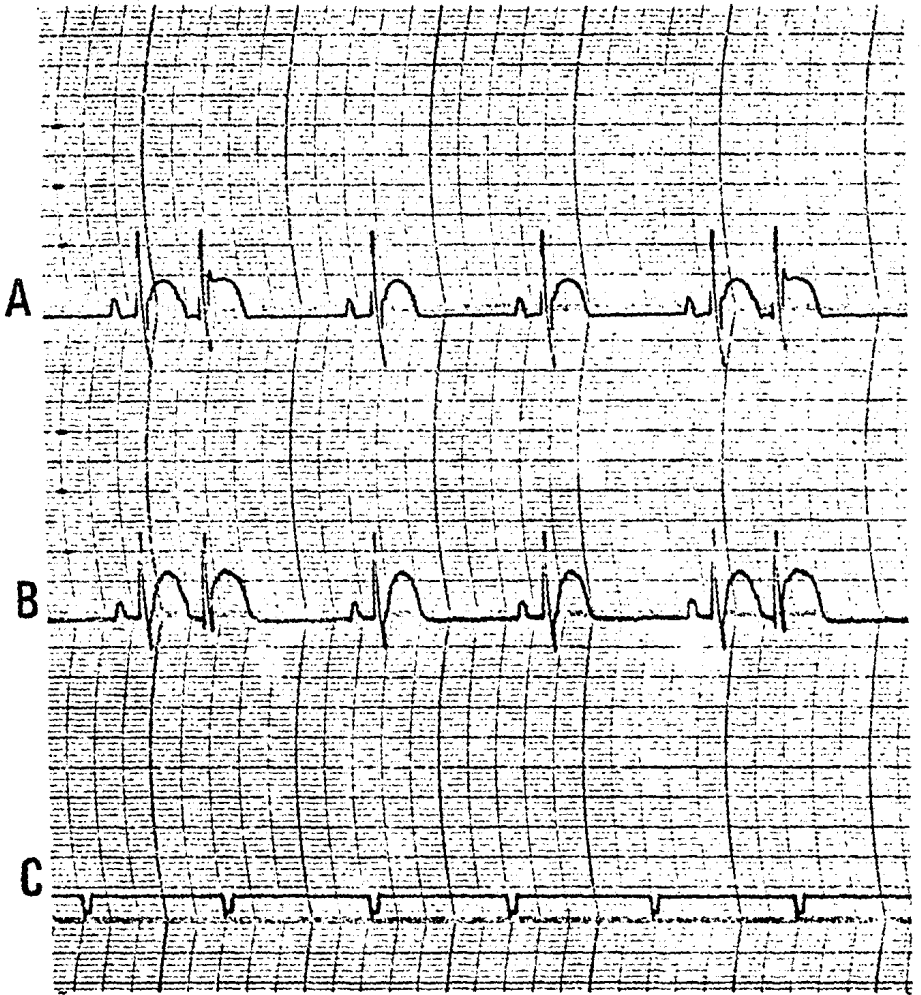
DERIVACION BIPOLAR III. 1 mV/cm.



REGISTRO DE ECG NORMAL. 1mV/cm.



REGISTRO DE ECG TAQUICARDIA. 1 mV/cm.



REGISTRO DE ECG ARRITMIA. 1 mV/cm.

De las gráficas mostradas podemos observar un trazo suave y una gran similitud de las señales registradas con el equipo comercial y el prototipo, por lo que puede inferirse un funcionamiento satisfactorio del instrumental construido, lo que hace un equipo de buena calidad con tendencia a poder ser optimizado.

CONCLUSIONES.

La realización del presente trabajo se efectuó apégándose a las especificaciones de diseño para equipos de detección de señales cardíacas de la "American Heart Association" (AHA) (2) y tomando en cuenta los objetivos planteados al inicio del proyecto; esto es, el equipo aquí descrito se implementó en su totalidad mediante dispositivos de fácil adquisición en el país y de bajo costo. Además el sistema se diseñó en forma modular, lo que facilita su mantenimiento y reparación. Otra característica importante es la disposición de los módulos, que se realizó de tal forma que en caso de fallar alguno de ellos, no se afecte el funcionamiento de los otros; lo cual permite su calibración y ajuste por separado y facilita la inclusión de diversos periféricos; por ejemplo, a la salida del módulo de preamplificación y modulación puede conectarse una grabadora de audio que permite almacenar en cintas magnéticas un registro completo para ser procesado posteriormente, o bien a la salida del módulo de amplificación puede integrarse una graficadora o una interfase para analizar en tiempo real la señal cardíaca mediante una computadora, etc.

Las principales características de los módulos con que cuenta el instrumento construido son:

A) Una etapa preamplificadora cuya configuración garantiza un gran rechazo de señales de modo común (ruido), que se vió altamente favorecida con la utilización de compomen-

tes con alta inmunidad al ruido; por ejemplo, los amplificadores tipo JFET.

B) Se cuenta con un dispositivo compensador de offset, el cual elimina los componentes de corriente directa evitando así la saturación del amplificador, manteniendo fija la línea de de barrido.

C) Se incluye también un sistema de modulación y demodulación en frecuencia con el objeto de almacenar información en cinta magnética, mediante una grabadora de audio convencional, para ser analizada posteriormente.

D) La sección digital (cardiotacómetro) se implementó con componentes de bajo consumo de energía, lo que en combinación con los otros módulos, que tienen también un bajo consumo de energía, podría hacer de este equipo un instrumento portátil alimentado por baterías. Sus principales características son la facilidad de lectura y la rápida actualización de información mediante un tiempo de resfresco de un segundo, lo que incrementa considerablemente su eficiencia.

Como una forma de verificación del bajo costo del equipo construido, se realizó una comparación de precios de este con las cotizaciones en el mercado de equipo comerciales que cuentan con características similares, obteniendo la siguiente tabla comparativa:

```

XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
FABRICANTE      MOD.    N. CANALES  IMPRESION    COSTO
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX
M.S.C.          FJC-7110    1    plumilla  $ 783,090.00
Fakuda M.E.     501-D      1    plumilla  $ 1,502.25US
Cardioflex-GEM 6151-6101  1    plumilla  $ 467,840.00
Prototipo       ----      1    -----  $ 50,000.00
XXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXXX

```

Nota: Cotizaciones hechas en 1985.

El prototipo presentado no incluye unidad de graficación, sin embargo, el costo de este se encuentra a partir de \$ 100,000.00 que aunado al costo del amplificador se obtiene un costo total de \$150,000.00 el cual es muy inferior al costo de los equipos comerciales pero con la facilidad de incluir dispositivos afines a este como en el caso del fonocardiografo. Por otro lado, con la experiencia adquirida durante el desarrollo de este trabajo y el mejoramiento de los componentes electrónicos, existe la posibilidad de realizar mejoras y simplificaciones tendientes a perfeccionar el instrumento como es el caso del amplificador LH 0036 que minimiza la etapa de preamplificación en un solo circuito integrado.

El instrumento construido fue producto de una interesante experiencia interdisciplinaria y cumple satisfactoriamente con los objetivos propuestos.

APENDICE.

**Especificaciones técnicas de los circuitos integrados.
TLO72CN, TLO74CN, LMS65CN, LMS66CN, MC14518B, MC14511B,
MC14046B, MM74L08, SN74221, D4011BC, TIL111, TIL317,
BC317B, BC320B.**

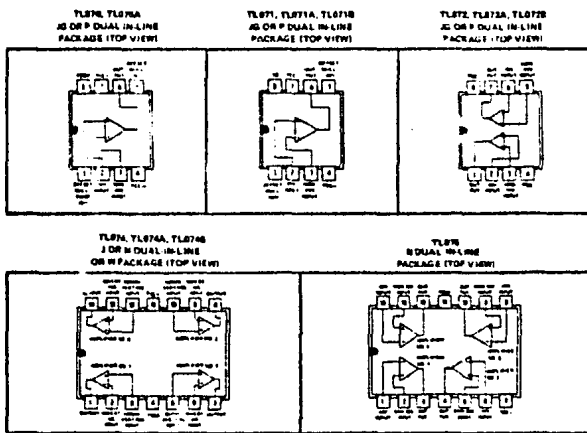
**LINEAR
INTEGRATED
CIRCUITS**
**TYPES TL070, TL070A, TL071, TL071A, TL071B,
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL075**
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS
REVISION NO. 01, 1968; 11/1978; 1979; REVISED OCTOBER 1980
20 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL, AND MILITARY TEMPERATURE RANGES

- Low Noise ... $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ
- Low Harmonic Distortion ... 0.01% Typ
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short Circuit Protection
- High Input Impedance ... JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Low Power Consumption
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate ... 13 V/ μs Typ

Description

The JFET-input operational amplifiers of the TL071 series are designed as low-noise versions of the TL081 series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low-harmonic distortion and low-noise make the TL071 series ideally suited as amplifiers for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs for high input impedance coupled with bipolar output stages all integrated on a single monolithic chip.

Devices types with an "M" suffix are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C , those with an "I" suffix are characterized for operation from -25°C to 85°C , and those with a "C" suffix are characterized for operation from 0°C to 70°C .


Copyright © 1979 by Texas Instruments Incorporated

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 5912 • DALLAS, TEXAS 75250

Courtesy Texas Instruments, Inc.



Industrial Blocks

LM565/LM565C Phase Locked Loop

General Description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system—bandwidth, response speed, capture and pull in range—may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565C is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM565CH and LM565CN are specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

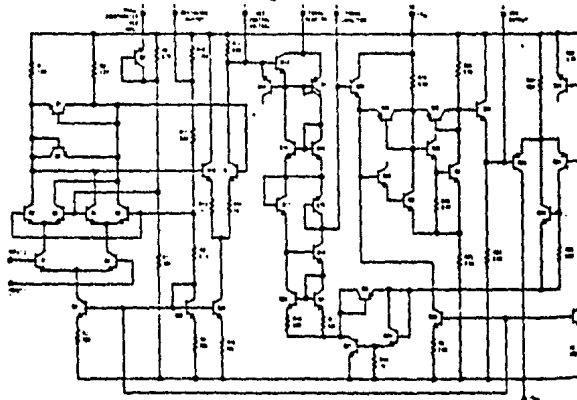
- 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ frequency stability of the VCO

- Power supply range of ± 5 to ± 12 volt, 100 $\mu\text{m}/\%$ typical
- 0.2% linearity of demodulated output
- Linear triangle wave with in phase zero crossing available
- TTL and DTL compatible phase detector in triangle and square wave output
- Adjustable hold in range from $\pm 1\%$ to $> \pm 60\%$

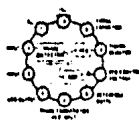
Applications

- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators

Schematic and Connection Diagrams

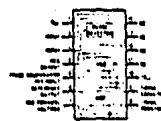


Metal Can Package



Order Number LM565H or LM565CH
See NS Package N10C

Dual-In-Line Package



Order Number LM565CN
See NS Package N14A



Industrial Blocks

LM566/LM566C Voltage Controlled Oscillator

General Description

The LM566/LM566C are general purpose voltage controlled oscillators which may be used to generate square and triangular waves, the frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

The LM566 is specified for operation over the -55°C to +125°C military temperature range. The LM566C is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

Features

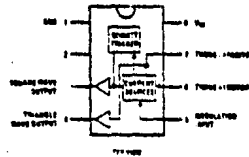
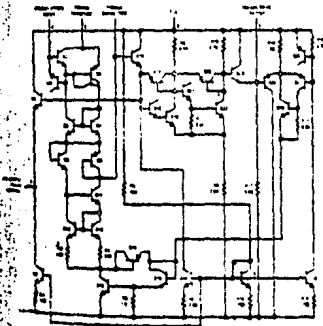
- Wide supply voltage range: 10 to 24 volts
- Very linear modulation characteristics

- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- 10 to 1 frequency range with fixed capacitor
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor.

Applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

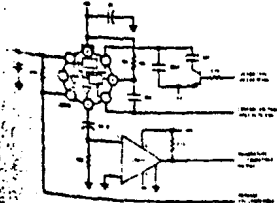
Schematic and Connection Diagrams



Order Number LM566CN
See NS Package NO88

Typical Application

1 kHz and 10 kHz TTL Compatible Voltage Controlled Oscillator



Applications Information

The LM566 may be operated from either a single supply as shown in this test circuit or from a split (±) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 4) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a 4.7 kΩ resistor from pin 3 to ground.

A .001 μF capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

$$f_o = \frac{2(V^+ - V_1)}{R_1 C_1 V^+}$$

where

$$2k < R_1 < 20k$$

and V_1 is voltage between pin 5 and pin 1



CD4518BM/CD4518BC, CD4520BM/CD4520BC Dual Synchronous Up Counters

General Description

The CD4518BM/CD4518BC dual BCD counter and the CD4520BM/CD4520BC dual binary counter are implemented with complementary MOS (CMOS) circuits constructed with N- and P-channel enhancement mode transistors.

Each counter consists of two identical, independent, synchronous, 4-stage counters. The counter stages are toggle flip-flops which increment on either the positive-edge of CLOCK or negative-edge of ENABLE, simplifying cascading of multiple stages. Each counter can be asynchronously cleared by a high level on the RESET

line. All inputs are protected against static discharge by diode clamps to both V_{DD} and V_{SS} .

Features

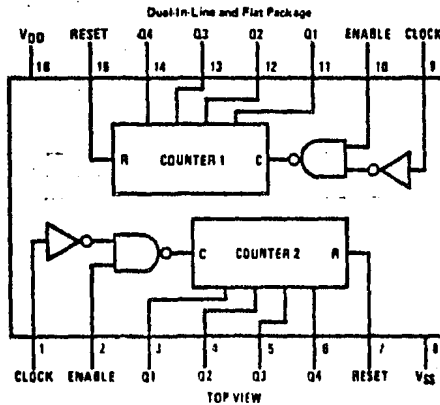
- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- High noise immunity 0.45 V_{DD} (typ.)
- Low power TTL compatibility fan out of 2 driving 74L or 1 driving 74LS
- 6 MHz counting rate (typ.) at $V_{DD} = 10V$

Truth Table

CLOCK	ENABLE	RESET	ACTION
~	1	0	Increment counter
0	~	0	Increment counter
~	X	0	No change
X	~	0	No change
~	0	0	No change
1	~	0	No change
X	X	1	Q1 thru Q4 = 0

X = Don't Care

Connection Diagram



CD4518BM/CD4518BC, CD4520BM/CD4520BC





MC14511B

BCD-TO-SEVEN SEGMENT LATCH/DECODER/DRIVER

The MC14511B BCD to seven segment latch/decoder/driver is constructed with complementary MOS (CMOS) enhancement mode devices and NPN bipolar output drivers in a single monolithic structure. The circuit provides the functions of a 4 bit storage latch, an 8421 BCD-to-seven segment decoder, and an output drive capability. Lamp test (LT), blanking (BT), and latch enable (LE) inputs are used to test the display, to turn off or pulse modulate the brightness of the display, and to store a BCD code, respectively. It can be used with seven segment light emitting diodes (LED), incandescent, fluorescent, gas discharge, or liquid crystal readouts either directly or indirectly. Applications include instrument (e.g., counter, DVM, etc.) display driver, computer/calculator display driver, cockpit display driver, and various clock, watch, and timer uses.

- Quiescent Current = 5.0 nA/package typical @ 5 Vdc
- Low Logic Circuit Power Dissipation
- High Current Sourcing Outputs (Up to 25 mA)
- Latch Storage of Code
- Blanking Input
- Lamp Test Provision
- Readout Blanking on all Illegal Input Combinations
- Lamp Intensity Modulation Capability
- Time Share (Multiplexing) Facility
- Supply Voltage Range - 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low power TTL Loads, One Low power Schottky TTL Load or Two HTL Loads Over the Rated Temperature Range.

MAXIMUM RATINGS (Voltages referenced to V_{SS})

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V _{DD}	-0.5 to +18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V _{in}	-0.5 to V _{DD} + 0.5	Vdc
DC Current Drain per Input Pin	I _i	10	mAdc
Operating Temperature Range - AL Device	T _A	-55 to +125	°C
CL/CP Device		-40 to +85	
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	
Maximum Output Drive Current (Source) per Output	I _{OLmax}	25	mA
Maximum Continuous Output Power (Source) per Output f	P _{OLmax}	50	mW

P_{OLmax} = I_{OL}(V_{DD} - V_{OL})

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit. A destructive high current mode may occur if V_{in} and V_{out} is not constrained to the range V_{SS} < V_{in} or V_{out} < V_{DD}.

Due to the sourcing capability of this circuit, damage can occur in the device if V_{DD} is applied, and the outputs are shorted to V_{SS} and are at a level 1 (See Maximum Ratings).

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}).

CMOS MSI

LOW POWER COMPLEMENTARY MOSI

BCD TO-SEVEN SEGMENT LATCH/DECODER/DRIVER

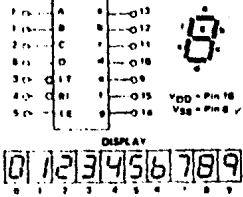


L SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 620
P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 648

ORDERING INFORMATION

MC14511B Suffix Designator

- L Ceramic Package
- P Plastic Package
- A Extended Operating Temperature Range
- C Limited Operating Temperature Range



TRUTH TABLE

LE	BT	LT	D	C	B	A	7	6	5	4	3	2	1	0	DISPLAY
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank
1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	Blank

0 = Don't Care
* Depends upon the BCD code previously applied when LE = 0



CJ4046BM/CD4046BC Micropower Phase-Locked Loop

General Description

The CD4046B micropower phase-locked loop (PLL) consists of a low power, linear, voltage-controlled oscillator (VCO), a source follower, a zener diode, and two phase comparators. The two phase comparators have a common signal input and a common comparator input. The signal input can be directly coupled for a large voltage signal, or capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input for a small voltage signal.

Phase comparator I, an exclusive OR gate, provides a digital error signal (phase comp. I Out) and maintains 90° phase shifts at the VCO center frequency. Between signal input and comparator input (both at 50% duty cycle), it may lock onto the signal input frequencies that are close to harmonics of the VCO center frequency.

Phase comparator II is an edge-controlled digital memory network. It provides a digital error signal (phase comp. II Out) and lock-in signal (phase pulses) to indicate a locked condition and maintains a 0° phase shift between signal input and comparator input.

The linear voltage-controlled oscillator (VCO) produces an output signal (VCO Out) whose frequency is determined by the voltage at the VCO_V input, and the capacitor and resistors connected to pin C1A, C1B, R1 and R2.

The source follower output of the VCO_V (demodulator Out) is used with an external resistor of 10kΩ or more.

The INHIBIT input, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode is provided for power supply regulation, if necessary.

Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 18V
- Low dynamic power consumption 70μW (typ.) at $f_0 = 10\text{ kHz}$, $V_{DD} = 5\text{ V}$
- VCO frequency 1.3MHz (typ.) at $V_{DD} = 10\text{ V}$
- Low frequency drift with temperature 0.06%/°C at $V_{DD} = 10\text{ V}$
- High VCO linearity 1% (typ.)

Applications

- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discrimination
- Data synchronization and conditioning
- Voltage-to-frequency conversion
- Tone decoding
- FSK modulation
- Motor speed control

Block and Connection Diagrams

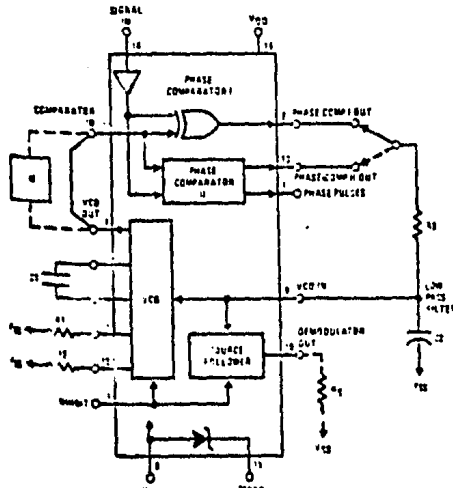
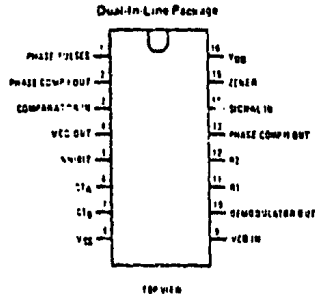


FIGURE 1



CD4046BM/CD4046BC



DM5408/DM7408



DM5408/DM7408 Quad 2-Input AND Gates

General Description

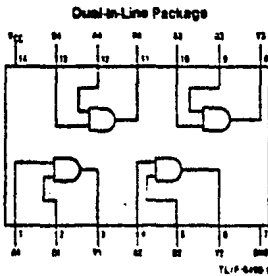
This device contains four independent gates each of which performs the logic AND function.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage 7V
 Input Voltage 5.5V
 Storage Temperature Range -65°C to 150°C

Note 1: The "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device can not be guaranteed. The device should not be operated at these limits. The parametric values defined in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum ratings. The "Recommended Operating Conditions" table will define the conditions for actual device operation.

Connection Diagram



DM5408 (L) DM7408 (N)

Function Table

$$Y = AB$$

Inputs		Output
A	B	Y
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H

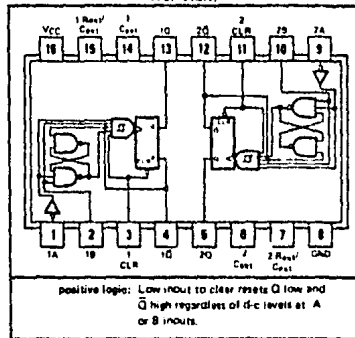
H = High Logic Level
 L = Low Logic Level

TYPES SN54221, SN54LS221, SN74221, SN74LS221 DUAL MONOSTABLE MULTIVIBRATORS WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS

- SN54221, SN54LS221, SN74221 and SN74LS221 Are Dual Versions of Highly Stable SN54121, SN74121 One-Shots on a Monolithic Chip
- SN54221 and SN74221 Demonstrate Electrical and Switching Characteristics That Are Virtually Identical to the SN54121, SN74121 One Shots
- Pin-Out Is Identical to the SN54123 SN74123, SN54LS123, SN74LS123
- Overriding Clear Terminates Output Pulse

TYPE	TYPICAL POWER DISSIPATION	MAXIMUM OUTPUT PULSE LENGTH
SN54221	130 mW	21 s
SN74221	130 mW	28 s
SN54LS221	23 mW	40 s
SN74LS221	23 mW	70 s

SN54221, SN54LS221, ... J OR W PACKAGE
SN74221, SN74LS221, ... J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



description

The '221 and 'LS221 are monolithic dual multivibrators with performance characteristics virtually identical to those of the '121. Each multivibrator features a negative-transition-triggered input and a positive-transition-triggered input either of which can be used as an inhibit input.

Pulse triggering occurs at a particular voltage level and is not directly related to the transition time of the input pulse. Schmitt-trigger input circuitry (TTL hysteresis) for B input allows jitter-free triggering from inputs with transition rates as slow as 1 volt/second, providing the circuit with excellent noise immunity of typically 1.2 volts. A high immunity to VCC noise of typically 1.5 volts is also provided by internal latching circuitry.

Once fired, the outputs are independent of further transitions of the A and B inputs and are a function of the timing components, or the output pulses can be terminated by the overriding clear. Input pulses may be of any duration relative to the output pulse. Output pulse length may be varied from 35 nanoseconds to the maximums shown in the above table by choosing appropriate timing components. With $R_{EXT} = 2 \text{ k}\Omega$ and $C_{EXT} = 0$, an output pulse of typically 30 nanoseconds is achieved which may be used as a dc-triggered reset signal. Output rise and fall times are TTL compatible and independent of pulse length. Typical triggering and clearing sequences are illustrated as a part of the switching characteristics waveforms.

Pulse width stability is achieved through internal compensation and is virtually independent of VCC and temperature. In most applications, pulse stability is only be limited by the accuracy of external timing components.

Jitter-free operation is maintained over the full temperature and VCC ranges for more than six decades of timing capacitance (10 pF to 10 μ F) and more than one decade of timing resistance (2 k Ω to 30 k Ω for the SN54221, 2 k Ω to 40 k Ω for the SN74221, 2 k Ω to 70 k Ω for the SN54LS221, and 2 k Ω to 100 k Ω for the SN74LS221). Throughout these ranges, pulse width is defined by the relationship: $t_w(\text{OUT}) = C_{EXT}R_{EXT} \ln 2 \approx 0.7 C_{EXT}R_{EXT}$. In circuits where pulse cutoff is not critical, timing capacitance up to 1000 μ F and timing resistance as low as 1.4 k Ω may be used. Also, the range of jitter-free output pulse widths is extended if VCC is

FUNCTION TABLE
(EACH MONOSTABLE)

CLEAR	INPUTS		OUTPUTS	
	A	B	Q	\bar{Q}
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	L	\downarrow	\downarrow
H	L	H	\downarrow	\downarrow
H	L	H	\downarrow	\downarrow

Also see description and switching characteristics

See explanation of function tables on page 3-8.

CD4001M/CD4001C, CD4011M/CD4011C



CD4001M/CD4001C Quadruple 2-Input NOR Gate
CD4011M/CD4011C Quadruple 2-Input NAND Gate

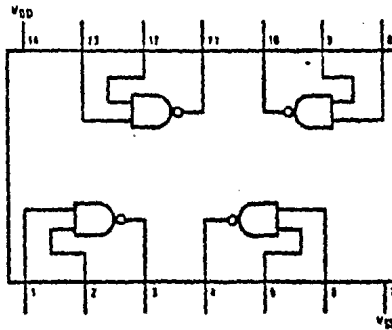
General Description

The CD4001M/CD4001C, CD4011M/CD4011C are monolithic complementary MOS (CMOS) quadruple two-input NOR and NAND gate integrated circuits. N- and P-channel enhancement mode transistors provide a symmetrical circuit with output swings essentially equal to the supply voltage. This results in high noise immunity over a wide supply voltage range. No DC power other than that caused by leakage current is consumed during static conditions. All inputs are protected against static discharge and latching conditions.

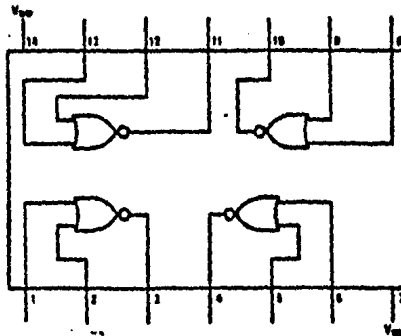
Features

- Wide supply voltage range 3.0V to 15V
- Low power 10nW (typ.)
- High noise immunity 0.45 V_{DD} (typ.)

Connection Diagrams



TOP VIEW



TOP VIEW

TYPES TIL111, TIL114, TIL116, TIL117 OPTO-COUPLER

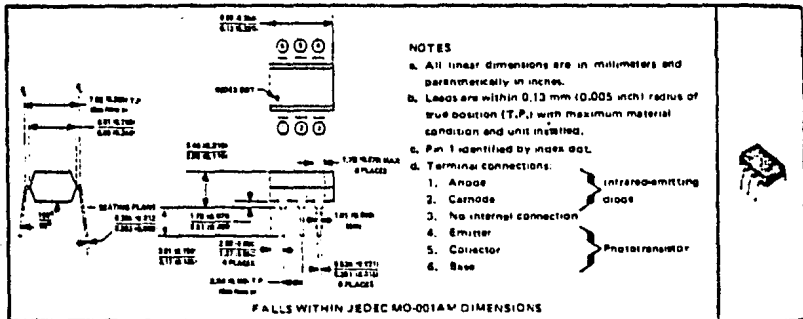
BULLETIN NO. CLC 12033 NOVEMBER 1972 REVISED NOVEMBER 1977

COMPATIBLE WITH STANDARD DTL AND TTL INTEGRATED CIRCUITS

- Gallium Arsenide Diode Infrared Source Optically Coupled to a Silicon N-P-N Phototransistor
- High Direct-Current Transfer Ratio
- High-Voltage Electrical Isolation . . . 1.5-kV or 2.5-kV Rating
- Plastic Dual-In-Line Package
- High-Speed Switching: $t_r = 6 \mu s$, $t_f = 5 \mu s$ Typical

mechanical data

The package consists of a gallium arsenide infrared-emitting diode and an n-p-n silicon phototransistor mounted on a 6-lead frame encapsulated within an electrically nonconductive plastic compound. The case will withstand soldering temperature with no deformation and device performance characteristics remain stable when operated in high-humidity conditions. Unit weight is approximately 0.52 grams.



absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Input-to-Output Voltage: TIL111	2.5 kV
TIL114, TIL116, TIL117	2.5 kV
Collector-Base Voltage	70 V
Collector-Emitter Voltage (See Note 1)	30 V
Emitter-Collector Voltage	7 V
Emitter-Base Voltage	7 V
Input-Diode Reverse Voltage	3 V
Input-Diode Continuous Forward Current at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note 2)	100 mA
Continuous Power Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature:	
Infrared-Emitting Diode (See Note 3)	150 mW
Phototransistor (See Note 4)	150 mW
Total, Infrared-Emitting Diode plus Phototransistor (See Note 5)	250 mW
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 inch) from Case for 10 Seconds	260°C

- NOTES:**
- This value applies when the base-emitter diode is open circuited.
 - Derate linearly to 100°C free air temperature at the rate of 1.33 mA/°C.
 - Derate linearly to 100°C free air temperature at the rate of 2 mW/°C.
 - Derate linearly to 100°C free air temperature at the rate of 2 mW/°C.
 - Derate linearly to 100°C free air temperature at the rate of 3.33 mW/°C.

TYPES TIL312 THRU TIL317, TIL327 THRU TIL329 NUMERIC DISPLAYS

BULLETIN NO. DL 5 7612120, NOVEMBER 1974 - REVISED MARCH 1976

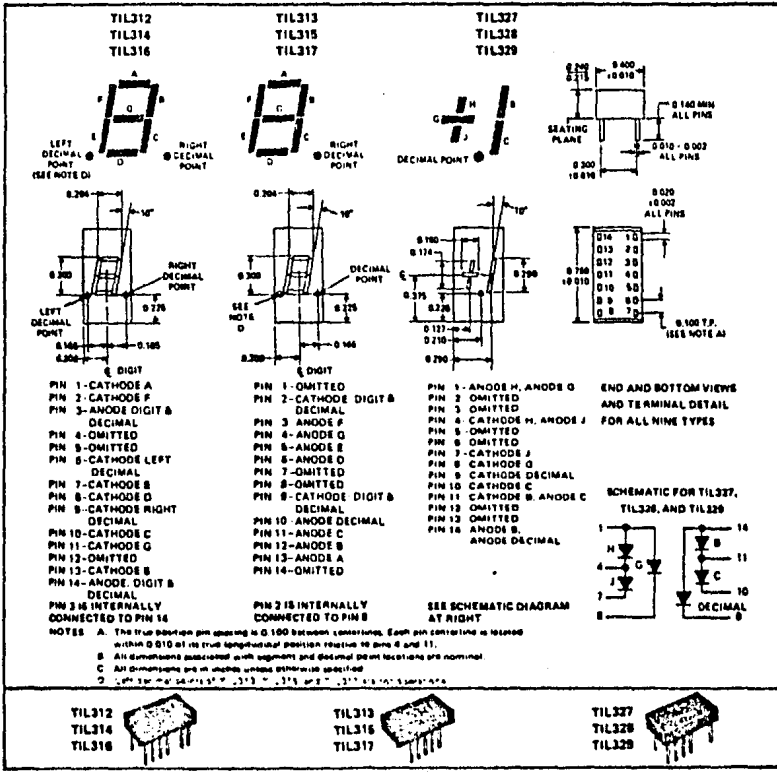
SOLID-STATE VISIBLE DISPLAYS WITH RED, GREEN, OR AMBER CHARACTERS

- 0.300-Inch-High Characters
- Continuous Uniform Segments
- Wide Viewing Angle
- High Contrast
- Categorized for Uniformity of Luminous Intensity among Units within Each Category

	SEVEN SEGMENTS WITH RIGHT AND LEFT DECIMALS, COMMON ANODE	SEVEN SEGMENTS WITH RIGHT DECIMAL, COMMON CATHODE	PLUS/MINUS ONE WITH LEFT DECIMAL
RED	TIL312	TIL313	TIL327
GREEN	TIL314	TIL315	TIL328
AMBER	TIL316	TIL317	TIL329

mechanical data

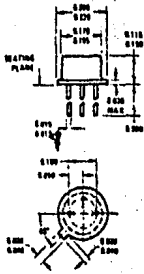
The display chips are mounted on a header and this assembly is then molded within an electrically nonconductive plastic case. To optimize device performance, materials are used that are limited to certain solvents for cleaning operations. It is recommended that only from TF, isopropanol, or water be used.



2N271-2N341A

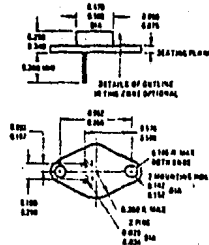
TYPE	MATERIAL	POLARITY	REPLACE- MENT	REF.	USE	MAXIMUM RATINGS							ELECTRICAL CHARACTERISTICS														
						P ₀ 25°C	I _{B(max)}	I _C	V _{CB}	V _{CE(sat)}	f _T	f _α	β _F	β _R	V _{CE(sat)}	I _B	I _C	h _{FE}	Substr. Volt	L _W Volt	Sat. Curr. (mA)						
2N271	C	F			AH	150M	A	35	30	10	O	O	O	O													
2N271A	C	F			AH	150M	A	85	30	10	O	O	O	O													
2N272	C	F			A	150M	A	85	30	24	O	O	O	O													
2N273	C	F			A	150M	A	85	45	25	S	O	S	30										60	E		
2N275	C	F			AH	120M	A	100	40	40	O	O	O	175	5.0M										20	E	
2N276	C	F			AP	70G	C	95	40	40	S	O	S	35	70	5.0A							1.0				
2N278	C	F			AP	70G	C	95	40	40	S	O	S	35	70	5.0A											
2N279	C	F	2N650		A	125M	A	75	20	20	O	O	O												20	E	
2N280	C	F	2N650		A	125M	A	75	20	20	O	O	O													30	E
2N281	C	F	2N650		A	167M	C	75	16	16	R			45	120											0.35M	B
2N282	C	F	2N650		A																						
2N283	C	F	2N650	2N650	S	125M	A	75	20	20	O	O	O														
2N284	C	F			S	125M	A	75	32	32	O	O	O														
2N285	C	F			S	125M	A	75	60	60	R			15													
2N286	C	F			AP	25W	C	95	33	33	R			15													
2N287	C	F			AP	25W	C	95	33	33	R			15													
2N288	C	F			AP	25W	C	95	70																		
2N291	C	F			A	180M	A	50	25					6.0	44												
2N292	C	F			AH	65M	A	85	15	15	O	O	O	6.0	55												
2N293	C	F			AH	85M	A	85	15	15	O	O	O	19													
2N296	C	F			AH	20M	A	85	60					6.0	100	1.0A											
2N297	C	F	2N1531	2N1520	AP	35W	C	95	60	50	S	O	S	40	100	0.5A											
2N297A	C	F		2N297A	AP	35W	C	95	60	50	S	O	S	40	100	0.5A											
2N299	C	F			AH	20M	A	85	5.0	5.0	V			4.5													
2N300	C	F			AH	20M	A	85	5.0	4.5	V																
2N301	C	F			AH	11W	A	85	48																		
2N301A	C	F			AP	11W	A	85	60																		
2N302	C	F			AH	150M	A	85	30	10	O	O	O														
2N303	C	F			AH	150M	A	85	30	10	O	O	O														
2N304	C	F			AH	150M	A	85	30	10	O	O	O														
2N307	C	F			AP	25W	C	75	35	35	R			20		0.2A											
2N307A	C	F			AP	25W	C	75	35	35	R			20		0.2A											
2N308	C	F			AH	30M	A	85	20	20	O	O	O														
2N309	C	F			AH	30M	A	85	20	20	O	O	O														
2N310	C	F			AH	30M	A	85	30	30	O	O	O														
2N311	C	F			SP	75M	A	85	15	15	O	O	O	25	75	10M	0.075										
2N312	C	F			SP	100M	A	85	20	15	O	O	O	25	75	10M	0.075										
2N313	C	F			S	150M	A	100	30	20	O	O	O	30	100M	0.15											
2N313A	C	F			S	150M	A	100	30	20	O	O	O	30	100M	0.15											
2N315B	C	F			S	150M	A	100	30	20	O	O	O	30	100M	0.15											
2N316	C	F			S	100M	A	85	20	10	O	O	O	30	200M	0.18											
2N316A	C	F			S	130M	A	100	30	13	O	O	O	30	200M	0.18											
2N317	C	F			S	100M	A	85	20	10	O	O	O	30	200M	0.2											
2N317A	C	F			S	130M	A	100	30	13	O	O	O	30	200M	0.2											
2N318	C	F			S	150M	A	100	25	10	O	O	O	20	60	400M	0.2										
2N318A	C	F			AL	10M	A	85	12																		
2N319	C	F			A	225M	A	85	20	20	R																
2N320	C	F			A	225M	A	85	20	20	R																
2N321	C	F			A	225M	A	85	30	30	R																
2N322	C	F			A	140M	A	60	18	18	R			34	65	20M											
2N323	C	F			A	140M	A	60	18	18	R			53	125	50M											
2N324	C	F			A	140M	A	60	18	18	R			72	195	20M											
2N325	C	F			A	12W	C	95	35	35	S			30	60	500M	0.6										
2N326	C	F			A	7.0M	C	85	35	35	S			30	60	500M	0.6										
2N327	C	F			A	150M	A	160	50																		
2N327A	C	F			AM	385M	A	160	50	40	O	0	22	3.0M		0.3											
2N327B	C	F			AM	385M	A	160	50	40	O	0	22	3.0M		0.3											
2N328	C	F			A	350M	A	160	35					9.0	22	3.0M											
2N328A	C	F			AM	385M	A	160	35					18	4A	3.0M											
2N328B	C	F			AM	385M	A	200	50	35	O	18	4A	3.0M		0.3											
2N329	C	F			A	350M	A	160	30					18	4A	3.0M											
2N329A	C	F			AM	385M	A	160	50	30	O	16	88	3.0M		0.6											
2N329B	C	F			AM	385M	A	160	45	30	O	16	88	3.0M		0.6											
2N330	C	F			AM	385M	A	160	50	30	O	16	88	3.0M		0.6											
2N330A	C	F			AM	385M	A	160	50	30	O	16	88	3.0M		0.6											
2N331	C	F			AM	200M	A	71	30																		
2N332	C	F			AH	150M	A	175	45					9.0	20												
2N333	C	F			AH	150M	A	175	45																		
2N333A	C	F			AH	150M	A	175	45																		
2N334	C	F			AH	150M	A	175	45					18	60												
2N335	C	F			AH	150M	A	175	45					18	86												
2N335A	C	F			AH	150M	A	175	45					18	86												
2N335B	C	F			A	300M	A	175	45					18	85	1.0M											
2N336	C	F			A	100M	A	125	35					16	16												
2N337	C	F			A	100M	A	125	35					16	16												
2N337A	C	F			AH	100M	A	125	35					16	16												
2N338	C	F			A	100M	A	125	35					16	16												
2N338A	C	F			A	100M	A	125	35					16	16												
2N338B	C	F			A	100M	A	125	35					16	16												
2N339	C	F			A	100M	A	125	35					16	16		</										

TO-52 (07, 18)



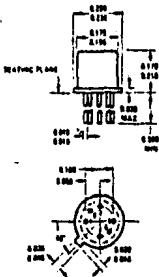
PIN	T (07)	PET (07)
1	E	S
2	B	D
3	C	G

TO-66 (99)



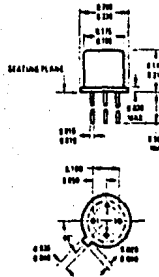
PIN 1 - GATE
 PIN 2 - SWITCH
 GATE - COLLECTOR
 SWITCHING FLANGE - COLLECTOR

TO-71 (08, 12)



PIN	T (08)	PET (12)
1	E	S1
2	G	D1
3	C	G1
5	E	S2
6	B	D2
7	C	G2

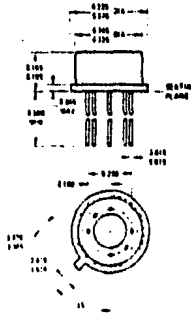
TO-72 (23, 25, 28)



PIN	T (23)	PET N (25)
1	S	S
2	B	D
3	C	G
4	QND	CASE

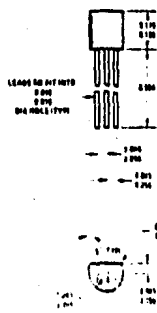
PIN	T (28)	PET P (22)
1	S	S
2	E	G
3	C	D
4	QND	CASE

TO-78 (24, 27)



PIN	T (27)	PET (24)
1	C	S1
2	B	D1
3	E	G1
5	E	S2
6	B	D2
7	C	G2

TO-92 (71, 72, 74)



PIN	T2 (54)	
	T	PET
1	C	G
2	B	S
3	E	D

PIN	T1	
	T	PET
1	C	G
2	F	D
3	B	S

PIN	T0	
	T	PET
1		
2		
3		

BIBLIOGRAFIA

- (1) Espinosa E., Ismael y Lara y Z., Rolando. 'Bioingeniería: sus tendencias actuales', Ingeniería, Vol. XLVII, N1, D.F., México, 1977. pp 58-60.
- (2) 'Tablas de especificaciones funcionales para electrocardiógrafo', Revista mexicana de Ingeniería Biomédica. Año 2, Vol 2, num.1, Mexico D.F, 1979, pp.24.
- (3) Burton Alan C., 'Physiology and Biophysics of the circulation', Year Book Medical Publishers Incorporated, Chicago, 1968. pp 115-120.
- (4) L. A. Geddes, y L. E. Baker, 'Principles of applied biomedical instrumentation'. Wiley & Sons, Inc. 1974.
- (5) 'E C G Measurement, Application Note AN711', Hewlett Packard., Waltham, 1969. pp 13-21.
- (6) J.C. Huhta, y J.C. Webster, '60 Hz interference in ECG' IEEE Trans. on Biomed. Eng. BME-20 (2): pp 91-100, 1973.
- (7) Golden Donald P., Jr., Wolthus Roger A. y Hoff G.W., 'A Spectral analysis of the normal resting electrocardiogram' IEEE Trans. on Biomed. Eng. BME-20 (8): pp 366-368, 1973.
- (8) Dalziel, C.F., y W.R. Lee, 'Lethal electric currents.', IEEE Spectrum. (6): pp 44-50, 1969.
- (9) Smith D., Propst R. and Mercer R., 'An FM electronics system for biomedical data recording', IEEE Trans. on Biomed. Eng. BME-26 (3): pp 170-172, 1979.

- (10) Ramirez G., Eduardo A., Mendez R., Hugo R. "Diseño y Construcción de Instrumentación no-invasiva, empleada en la detección de ciertas enfermedades del corazón." Tes. F.I. U.N.A.M., 1977.
- (11) A. K. George, and A. E. Marle, "Digital heart rate meter using C.M.O.S. devices". Med. & Biol. Eng & Comp. (19); pp 517-520, 1981.
- (12) "C.M.O.S. Integrated circuits." Motorola INC., Austin, Texas, 1978.
- (13) Guyton, Arthur C. "Fisiología Humana" 5ta. edición México Ed. interamericana 1983.
- (14) Jung, Walter G., IC OP-AMP. Cook Book, 2 ed. Howard. W. Sams & Co., Inc. Indianapolis, Indiana 1981.
- (15) Graeme, Jerald G., Tobey, Gene E., Huelsman, Lawrence P. "Operational Amplifiers Design and Applications", Mc. Graw Hill, Inc.; Tokyo, Japan 1971.